SABER
ELECTRÓNICA
EDICION ARGENTINA

Editorial QUARK
Nº 46
A 50.000
Año 4 1991

DIVISOR DE FRECUENCIA
PARA CAJAS ACUSTICAS

INFORME ESPECIAL
COMPACT DISC

VIDEO
USO DEL CAMCORDER

AUDIO
CONSTRUCCION DE DISIPADORES

TV
PROBLEMAS DE SINCRONIZACION DE IMAGENES

TECNOLOGIA DE PUNTA
LEDS PARPADEANTES

MONTAJES
CONTROL REMOTO DE SINTONIA - TELEFONO COMO INTERCOMUNICADOR
APLICACIONES PROFESIONALES PARA INTERRUPTORES MAGNETICOS

"SABER ELECTRONICA"

Informaciones útiles, características de componentes, tablas, fórmula de gran importancia para el estudiante, el técnico y el hobista. Todos los meses, las fichas de esta colección traerán las informaciones que usted precisa. Debido a su practicidad, permiten la consulta rápida, inmediata, inclusive en el taller, sin dificultad. Recórtelas y plastifíquelas, o saque copias para pegarlas en cartón. ¡Haga como quiera, pero no se pierda ninguna!

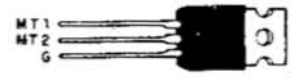
Nº 138 - REV. Nº 46

TIRISTORES	**TIC236**	ARCHIVO SABER ELECTRONICA

Triac para 12 A Texas Instruments

CARACTERISTICAS
V DRM - Máxima tensión de pico desconectado: 200 V (sufijo B)
400 V (sufijo D)

I T - corriente directa máxima RMS: 12 A
I H - corriente de mantenimiento: 50 mA
I GTM - corriente de disparo: 15 mA



Nº 139 - REV. Nº 46

INFORMACIONES	**SIMBOLOS MATEMATICOS**	ARCHIVO SABER ELECTRONICA

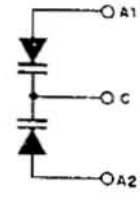
. ó x	Multiplicación	≫	Mucho mayor que
+	División	≪	Mucho menor que
+	Suma	≤	Menor o igual
-	Sustracción	≥	Mayor o igual
=	Igualdad	∴	Por lo tanto
≡	Identidad	√	Raíz cuadrada
≅	Aproximación	~	Proporcional
≠	Diferente	≙	Corresponde a
<	Mayor que	Σ	Sumatoria
>	Menor que	!	Factorial

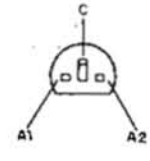
Nº 140 - REV. Nº 46

DIODOS	**BB204**	ARCHIVO SABER ELECTRONICA

Diodo de capacidad variable para VHF y FM (doble) - Icotron

CARACTERISTICAS
Cd: 14pF (para 30V)
Cd3V/Cd30V: 2,4 a 2,8V
rs: 0,2ohm (para CD = 38pF)



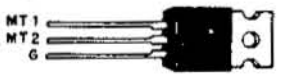


TIRISTORES	**TIC246**	ARCHIVO SABER ELECTRONICA

TIC246

Triac para 16A - Texas Instruments

CARACTERISTICAS
V DRM - máxima tensión de pico desconectado: 200V (sufijo B)
400V (sufijo D)
I T - corriente directa máxima RMS : 16A
I H - corriente de mantenimiento: 50mA
I GTM - corriente de disparo: 15mA



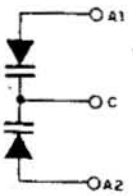
INFORMACIONES	**SIMBOLOS MATEMATICOS**	ARCHIVO SABER ELECTRONICA

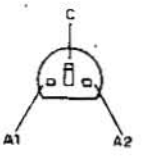
||	Paralelo	exp	Exponencial
∞	Infinito	log	Logaritmo
⇒	Implica	sen	Seno
∢	Angulo	cos	Coseno
⊥	Perpendicular	tg	Tangente
f(x)	Función de x	cotg	Cotangente
|x|	Módulo de x		

DIODOS	**BB304**	ARCHIVO SABER ELECTRONICA

Diodo de capacidad variable para VHF y FM (doble) - Icotron

CARACTERISTICAS
Cd: 42 a 47,5pF (para 2V)
Cd2v/Cd8V : 1,65 a 1,75V
rs : 0,2ohm (para CD = 38pF)





SABER
ELECTRÓNICA
EDICION ARGENTINA

Editorial QUARK

Nº 46
Año 4
Abril 1991

SECCIONES FIJAS

Fichas 1
Del editor al lector 4
Noticias y novedades 17
Sección del lector 78

ARTICULO DE TAPA

Divisores de frecuencia para cajas acústicas 6

INFORME ESPECIAL

Discos compactos (1º parte) 18

AYUDA AL PRINCIPIANTE

Usos del multímetro 23

MONTAJES

Teléfono como intercomunicador 28
Aplicaciones profesionales para interruptores magnéticos 30
Control remoto de sintonía 36

TECNOLOGIA DE PUNTA

LEDs parpadeantes (1º parte) 38

COMPUTACION

Grabador de eprom (conclusión) 48

TV

Problemas de sincronización de imagen 53

VIDEO

Como usar el camcorder 57

AUDIO

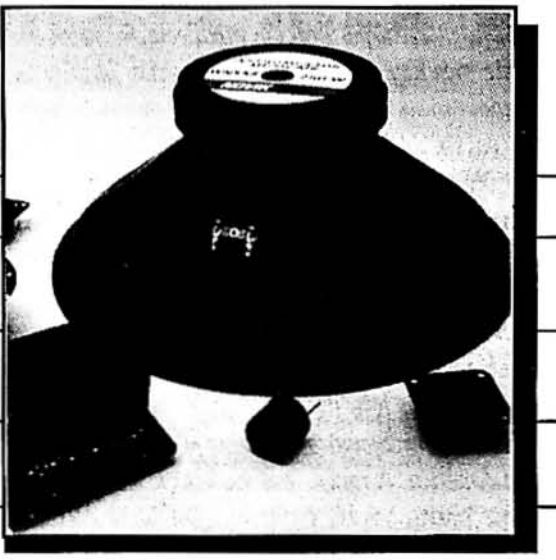
Construcción de disipadores 62

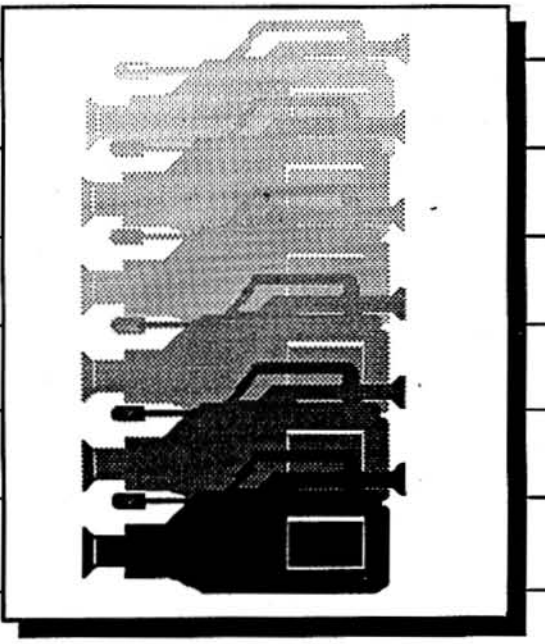
RADIOARMADOR

La señal de BLU - Filtros en transmisores 68

CURSOS

Curso básico de televisión - Lección 6 73





DEL EDITOR AL LECTOR

UN MERECIDO CRECIMIENTO INTERNACIONAL

Bien, amigos de Saber Electrónica, una vez más nos encontramos en las páginas de nuestra publicación predilecta.

Este mes hay grandes novedades: ¡La Familia Saber Electrónica continua creciendo!

A partir de junio aparecerá la "hermanita" SABER ELECTRONICA EDICION COLOMBIANA. En realidad no se si llamarla hermanita o hermana mayor, porque igual que la SABER ELECTRONICA EDICION MEXICANA, nace más grande que la nuestra. En Septiembre tendremos SABER ELECTRONICA en VENEZUELA y ECUADOR.

Pero no se olviden que la "generadora" de toda esta gran política editorial internacional es la Saber Electrónica "Pampeana" (como cariñosamente la llama la "gente" de la editorial). Aquí se generan y reunen las informaciones nacionales e internacionales, para luego dar forma a este gran producto que hoy recorre América. A raiz de eso, en la tapa de nuestra Saber Electrónica, a partir de este número, vendrá impreso: EDICION ARGENTINA. Para nosotros es una cuestión de merecido orgullo.

Sin duda alguna, el liderazgo logrado por SABER ELECTRONICA es consecuencia de una labor incesante con el fin de brindar a nuestros lectores lo que desean. Por eso es fundamental para nosotros que el diálogo con ustedes sea cada vez más claro y eficiente. Queremos conocer, aún más, sus inquietudes, deseos y aspiraciones. Un ejemplo de ese conocimiento son las notas de este número. El enfoque sobre audio, uno de los temas predilectos de nuestros lectores, se materializa en esta entrega de acuerdo a las preferencias de los participantes del concurso.Y para conocerlos todavía más es que los invitamos a enviar sus proyectos, los cuales mes a mes se publicarán en nuestras páginas.

Estamos poniendo a punto la enciclopedia de video, que completamente escrita, desarrollada y hecha en Argentina, va a estar en toda América. Esta enseñará el funcionamiento y reparación de los videograbadores. Así, usted incrementará más sus conocimientos y podrá lanzarse al lucrativo negocio del service de video, con una obra de gran utilidad.

El kit de la emisora de FM 30Km estará a la venta a partir del 25 de este mes. No se lo pierda. Vea las instrucciones en las páginas de la revista.

El mes próximo tendremos más novedades. Gracias por acompañarnos en esta hermosa etapa de nuestra revista.

Prof. Elio Somaschini

SABER ELECTRÓNICA

EDICION ARGENTINA - Nº 46 - ABRIL DE 1991

Azcuénaga 24 - Piso 2 - Of. 4 Capital (1034) TE. 951-6239

Director
Claudio E. Veloso

Asistente de coordinación:
Pablo M. Dodero

Administrador:
A. C. May

Colaboradores:

Arte y diseño:
Mario a. de Mendoza
Viviana N. Brusotti

Traducción:
Ma. Hilda Quinteros

Fotografía:
Clevelart

Distribución:

Capital
Mateo Cancellaro e Hijo
Echeverría 2469 - 5º "C" - Cap.

Interior
Distribuidora Bertrán S.A.C.
Santa Magdalena 541 - Cap.

Uruguay
Verrjel y Martínez - Paraná 750 - Montevideo - R.O.U. - TE. 92-0723 y 90-5155

Chile
Alfa - Carlos Valdovino 251 - Santiago de Chile 551-6511

EDITORIAL QUARK S.R.L.
Editorial propietaria de los derechos en castellano de la publicación mensual Saber Electrónica

Editor Responsable:
Bernardo J. S. Rusquellas

Director Técnico:
Prof. Elio Somaschini

Copyright by Editora Saber Ltda., Brasil
Derecho de Autor: R Nº 1508

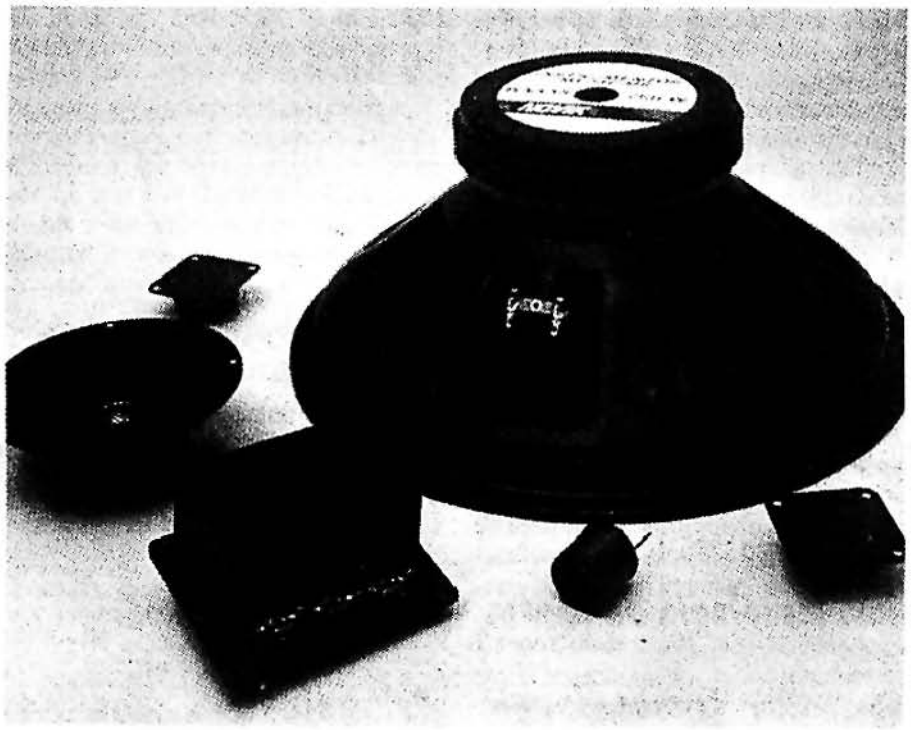
Editor Internacional:
Helio Fittipaldi

Director Técnico Internacional:
Newton C. Braga

Impresión:
Mariano Más ,Buenos Aires, Argentina

La editorial no se responsabiliza por el contenido de las notas firmadas. Todos los productos o marcas que se mencionan son a los efectos de prestar un servicio al lector, y no entrañan responsabilidad de nuestra parte. Está prohibida la reproducción total o parcial del material contenido en esta revista, así como la industrialización y/o comercialización de los aparatos o ideas que aparecen en los mencionados textos, bajo pena de sanciones legales, salvo mediante autorización por escrito de la Editorial.

DIVISORES DE FRECUENCIA PARA CAJAS ACUSTICAS



Cada parlante de un sistema de sonido reproduce correctamente una banda limitada de frecuencias. Para garantizar su perfecto funcionamiento es preciso separar las señales del amplificador, que cubre toda la banda audible, de modo que, cada parlante reciba apenas la energía de las frecuencias con que puede trabajar. Para esta separación se utilizan filtros divisores de frecuencia, que constan de un conjunto de capacitores y bobinas dimensionados de acuerdo con las características de cada parlante usado y de la potencia del amplificador (como se explicó en diferentes artículos de Saber Electrónica). Proyectar estos filtros es de mucho interés para los lectores que trabajan con sonido, o que les gusta realizar sus propios diseños de cajas acústicas. Recordamos que en Saber Electrónica 28 y 29 se trató integramente la construcción de las cajas.

por Newton C. Braga

Los parlantes no pueden reproducir normalmente, y con la misma eficiencia, sonidos de toda la frecuencia de la banda audible. Esto se debe tanto a su formato como también al tamaño y a la propia dinámica del sistema que propulsiona el cono del mismo.

Por este motivo, se aprecia mejor desempeño en los sistemas de sonido en los que el fabricante posee líneas de parlantes que se destinan a bandas específicas. Estrechando la banda de operación de un parlante podemos mejorar su desempeño y así obtener mayor fidelidad para nuestro sistema. Está claro que eso implica la utilización de mas de un parlante y también de dispositivos que puedan separar las señales de las diferentes bandas. Estos últimos se denominan filtros separadores de frecuencias o divisores de frecuencia.

En la figura 1 mostramos el espectro audible con la denominación de las diferentes bandas en las que los diversos tipos de parlantes pueden reproducir.

Para la reproducción de los agudos podemos tener un tweeter. Mientras que para la reproducción de los graves podemos usar un woofer, un rango extendido o también un full-range con menor rendimiento.

Las señales deben ser separadas antes de ser aplicadas a los parlantes, ya que si en un parlante destinado a la reproducción de agudos, le aplicamos también señales de medias y bajas frecuencias, además de no reproducirlas, la potencia del amplificador se disipará en forma de calor. Esto puede ocasionar la destrucción de los parlantes y además sobrecargar los circuitos de salida del amplificador de potencia.

Por lo tanto es importante que cada parlante sólo reciba las señales que puede reproducir eficientemente. Para los parlantes más usados tenemos, entonces, las siguientes posibilidades de utilización

Full-range: este parlante se utiliza para reproducir de mejor manera toda la banda audible, aunque también posee sus limitaciones. Por eso es indicado para sistemas económicos, ya que si un solo parlante cubre toda la banda no es necesario un divisor de frecuencias.

Rango extendido: está destinado a los medios y graves, por lo tanto debe ser complementado con un tweeter. Este sistema de dos parlantes requiere, por lo tanto, un divisor de 2 vías o canales.

Woofer: son requeridos para la reproducción de bajas frecuencias (graves). Se complementa con un "medio", un tweeter y un divisor de 3 vías.

Rango medio: cubren la banda de frecuencia media. Se complementa con un woofer un tweeter y un divisor de 3 vías.

Tweeter: se adoptan para las altas frecuencias (agudos) y se puede complementar con un rango extendido o con un woofer y un rango medio. Para el primer complemento se necesitará un divisor de 2 vías y para el segundo uno de 3.

Los Filtros

Según lo visto, los filtros divisores deben ser intercalados entre el amplificador y el parlante, para que cada uno reciba la señal apropiada a sus características.

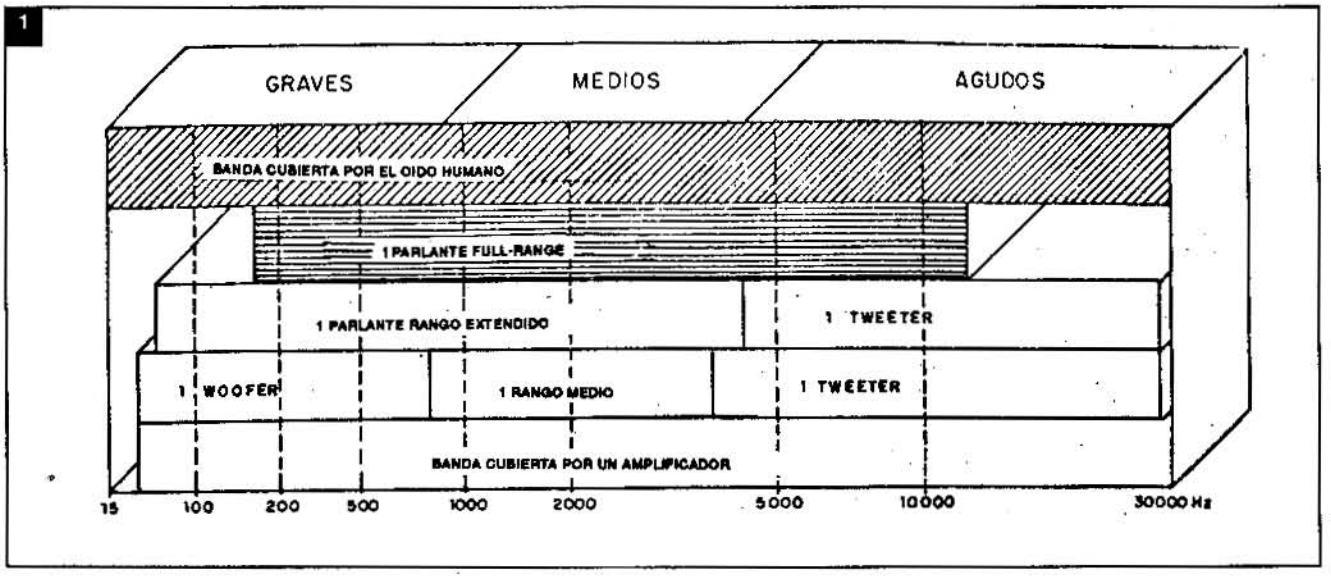
Los filtros comunes, denominados pasivos, utilizan bobinas y capacitores para la separación de las diversas frecuencias. Difieren de los filtros activos, ya que éstos utilizan transistores e integrados incorporados en los amplificadores.

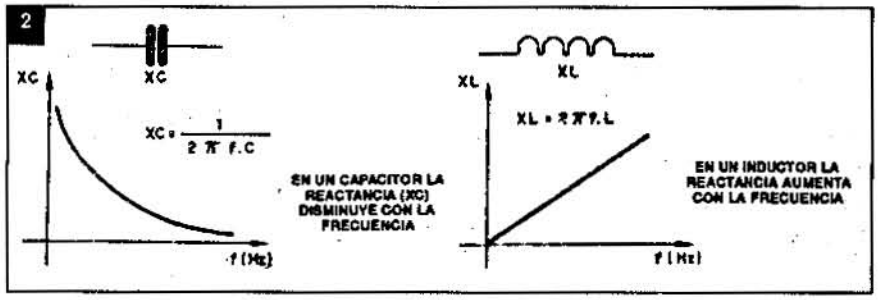
Las bobinas y los capacitores presentan un componente "selectivo" en relación a la corriente alterna que le es aplicada, o sea, las corrientes que normalmente corresponden a los sonidos en las salidas de los amplificadores (figura 2).

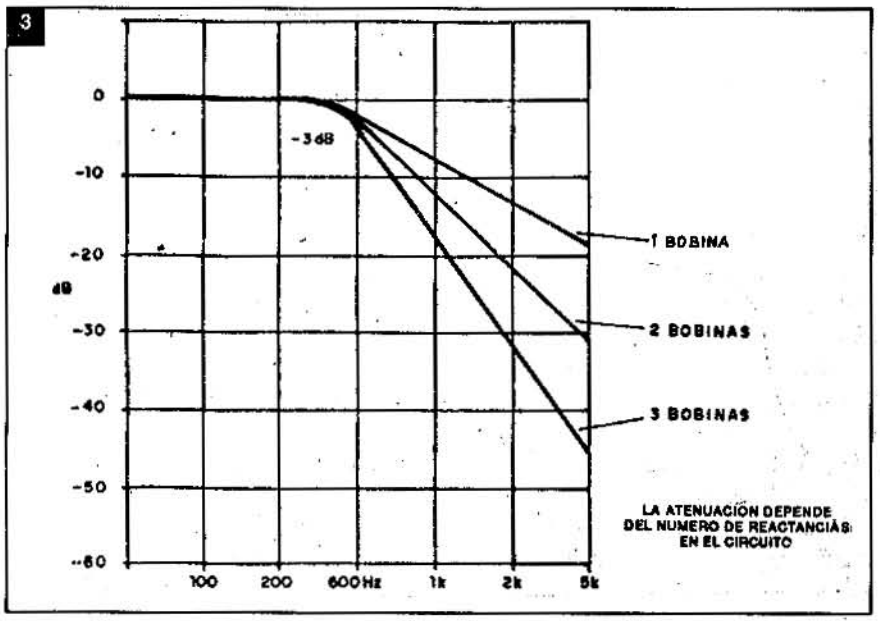
Los capacitores presentan una oposición menor a una señal cuanto mayor es su frecuencia. Mientras que los inductores presentan una oposición mayor a una señal cuanto mayor es su frecuencia. Combinando estas características en circuitos que utilizan dos o mas de estos componentes podemos tornarlos selectivos, separando en dos o más vías las señales de diversas bandas de frecuencias.

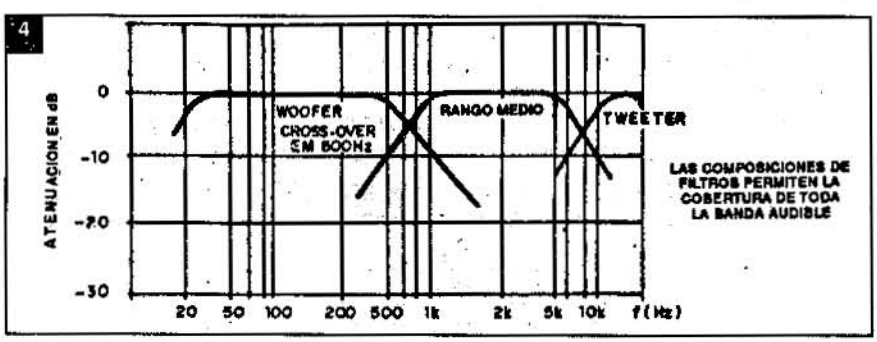
El filtro más utilizado en la práctica es el de red de resistencias constante, que presenta la importante propiedad de

1









mantener constante la impedancia del conjunto, en toda la banda de frecuencias que debe ser reproducida.

Para un amplificador, donde la potencia entregada para la reproducción depende de la impedancia del sistema reproductor, sólo tendremos el rendimiento ideal en toda la banda audible. En esta banda la impedancia se debe mantener en un valor fijo. Su aumento, en una determinada porción del espectro, significa menor rendimiento de reproducción en esta banda. Mientras que la disminución significa peligro de sobrecarga al circuito cuando las señales de esta banda fueran reproducidas.

Una característica importante que expresa el comportamiento de un filtro es la atenuación de cada sector del mismo. Esta atenuación se expresa en dB (decibeles) por octava. Su gráfico típico se muestra en la figura 3. Allí se observa que la pendiente de la curva se acentúa más cuanto mayor es el número de bobinas utilizadas en el filtro.

Ahora, analizaremos el comportamiento de los filtros indicados en el gráfico:

la inclinación de la curva para abajo indica la atenuación del filtro en dB por octava, o sea, a cuántos dB queda reducida la intensidad de la señal a partir del momento en que el filtro entra en acción(próximo a los 600Hz) hasta una frecuencia que corresponda a 1/8 del doble o más. Por ejemplo, un filtro de 3dB por octava que actúe a partir de los 800Hz provoca una reducción de 3dB en la señal entre 800 y 1600Hz. La señal de 1600 pasará por este filtro con una intensidad aproximadamente dos veces menor que la de 800.

Los filtros comunmente usados en cajas acústicas poseen atenuaciones en la banda de 6 a 12dB por octava.

Como la acción de los filtros es por bandas, podemos colocar todo eso en un gráfico único como muestra la figura 4.

Observe, entonces, que existen puntos en que un filtro no deja pasar más las señales, al mismo tiempo que otro filtro comienza a permitir su paso y un punto de intersección o "cross over" que depende de las características de los parlantes empleados.

En el proyecto de un filtro se debe tener en cuenta diversos factores:

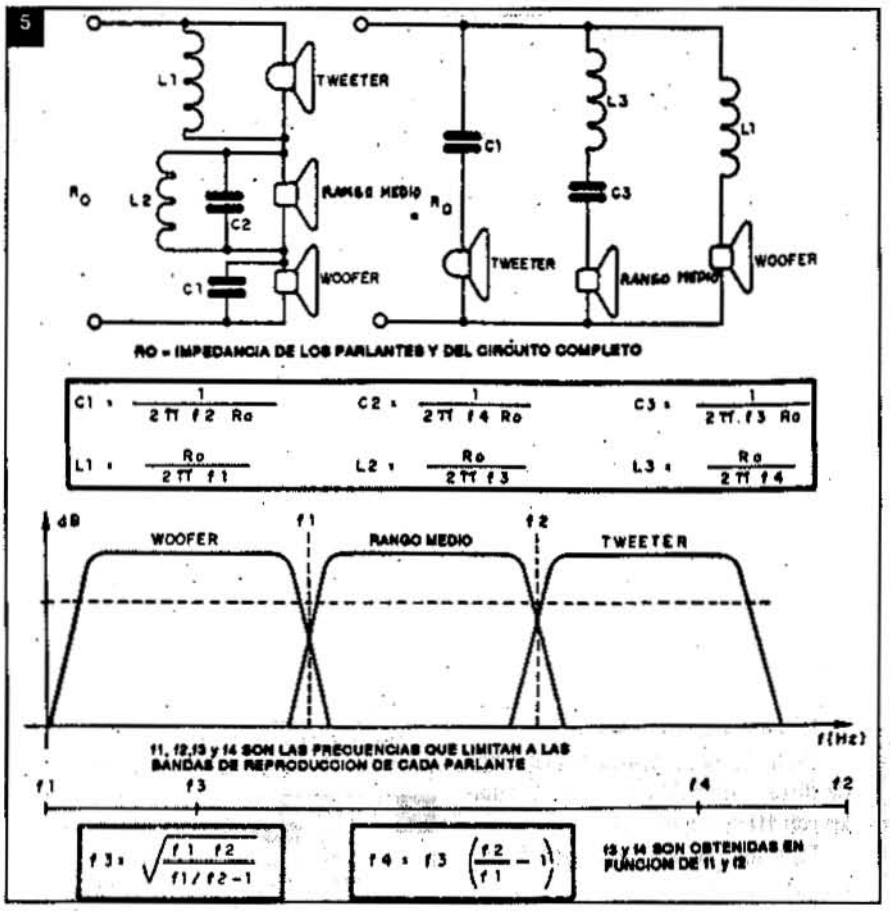
- Frecuencias o bandas de frecuencias que cada parlante debe reproducir.
- Potencia del amplificador.
- Impedancia que se desea para el conjunto.
- Eficiencia de separación de los canales (dB) por octava.

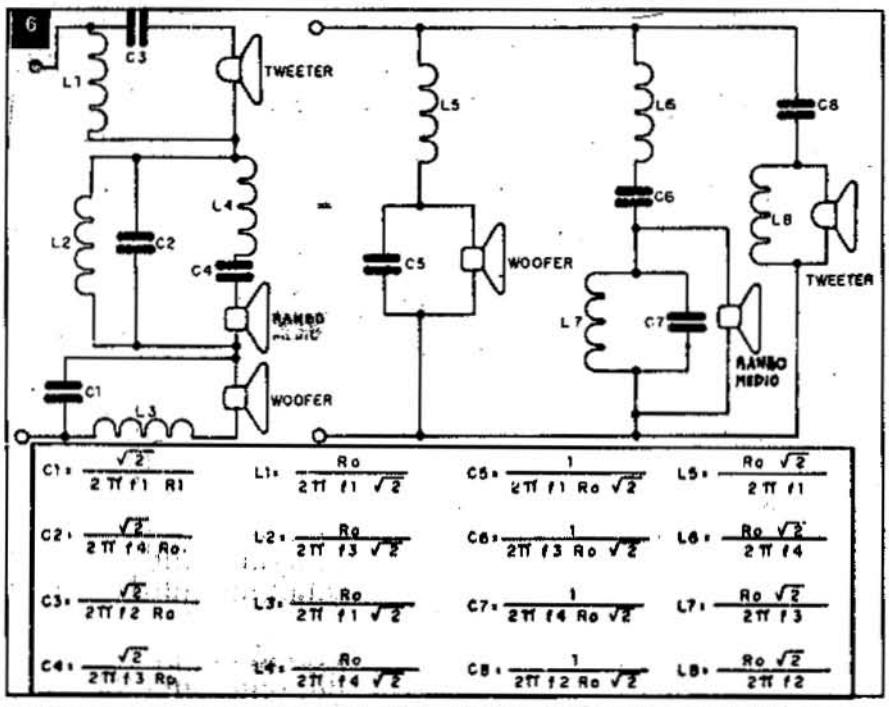
Para esto tenemos diversas posibilidades que serán, a partir de ahora, analizadas en circuitos prácticos y en procedimientos de cálculo.

Cálculos de circuitos prácticos

En la figura 5 mostramos circuitos del tipo serie/paralelo equivalentes que otorgan una atenuación de 6dB por octava operando en tres canales.

En la misma figura tenemos las fórmulas que permiten calcular los compo-





nentes y la curva de operaciones. En estas fórmulas las capacidades son expresadas en Farad (F), las inductancias en Henry (H) y las frecuencias en Hertz (Hz). Ro es la impedancia del circuito y está dada en Ohm. Observe que una vez que la salida del amplificador sea de 4 Ohm, entonces, Ro como todas las impedancias de los parlantes usados deben tener ese mismo valor. No debemos "mezclar" parlantes de impedancias diferentes en un sistema. En la figura 6 tenemos un filtro de 12dB por octava para tres parlantes con la fórmula para los cálculos de sus diversos componentes.

Inductancias, capacidades, frecuencias e impedancias son expresadas en las unidades antes mencionadas. Las dos configuraciones, serie y paralelo, son equivalentes también en este caso.

Para dos parlantes, un filtro que usa un woofer o un rango extendido y un tweeter tenemos el diagrama y las fórmulas en la figura 7.

Este filtro tiene una atenuación de 12dB por octava y las unidades son las mismas de los proyectos anteriores.

Para una atenuación de 18dB por octava, con dos parlantes tenemos el interesante filtro en π de la figura 8.

Se usan tres bobinas y tres capacitores y las fórmulas son las dadas en la misma figura. En estas fórmulas, z es la impedancia de los parlantes y de la salida del amplicador expresadas en Ohm.

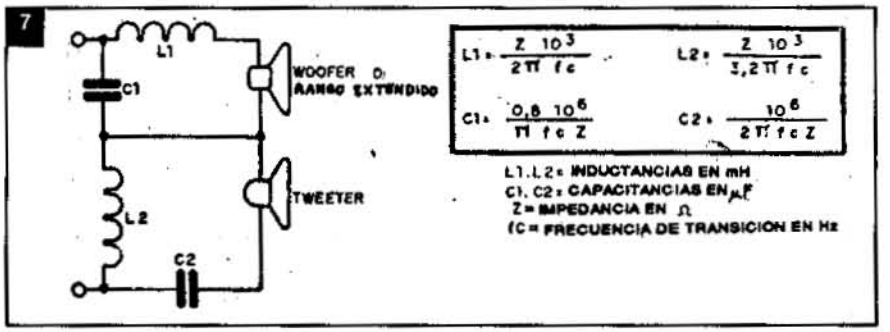
Ejemplos prácticos

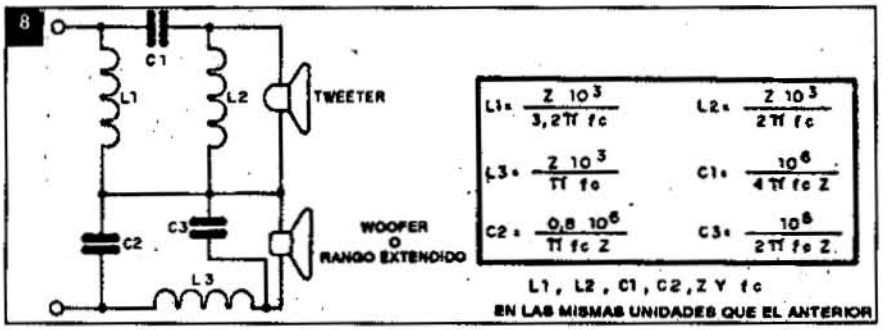
Aclaramos que si el lector parte de parlantes convencionales, con características dentro de bandas normales, los cálculos no son necesarios, adoptándose entonces uno de los circuitos prácticos que damos a continuación.

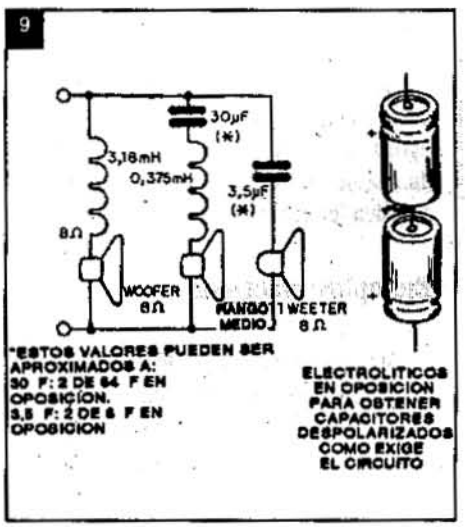
Tenemos entonces un circuito simple con 6dB por octava con tres parlantes para una impedancia de 8Ω (figura 9).

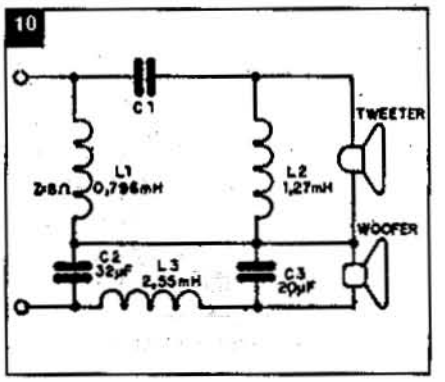
Observe que, como no siempre es posible encontrar capacitores despolarizados para este tipo de aplicaciones, el uso de electrolíticos exige algunos cuidados; debemos unir dos capacitores en oposición, conforme a la figura 9 para que su operación pueda ser hecha con señales de audio. De esta manera los valores se alterarán (por ejemplo: para obtener 30μF aproximadamente, se debe conectar dos capacitores de 64μF en oposición).

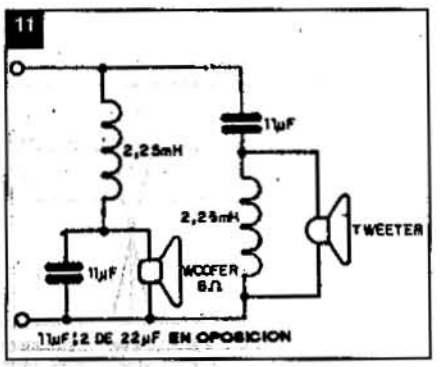
En la figura 10 tenemos un circuito de

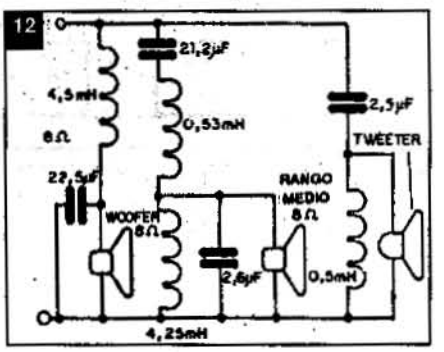












tres canales con atenuación de 12dB por octava con impedancia de parlante de 8Ω.

Las frecuencias de transición (cross-over) de este filtro se ubican en 500 y 4500Hz. Estos dos últimos circuitos fueron sugeridos por "Building Hi-Fi Speakers Systems" editado por Philips.

Para los canales con atenuación tenemos una frecuencia de transición de 1000Hz y una impedancia de 8Ω.

Para una atenuación mayor en los puntos de cross-over sugerimos, para dos canales, el filtro de la figura 12. La frecuencia de transición es también de 1000Hz y la impedancia de 8Ω.

En la figura 13 vemos dos circuitos de filtros asimétricos para 2 o 3 canales con 4Ω de impedancia.

En estos circuitos las curvas de atenuación, antes y después de la frecuencia de transición, no son iguales debido al hecho de que los componentes que forman la rama de baja frecuencia no ocupan posición equivalente a los componentes de la rama de alta frecuencia.

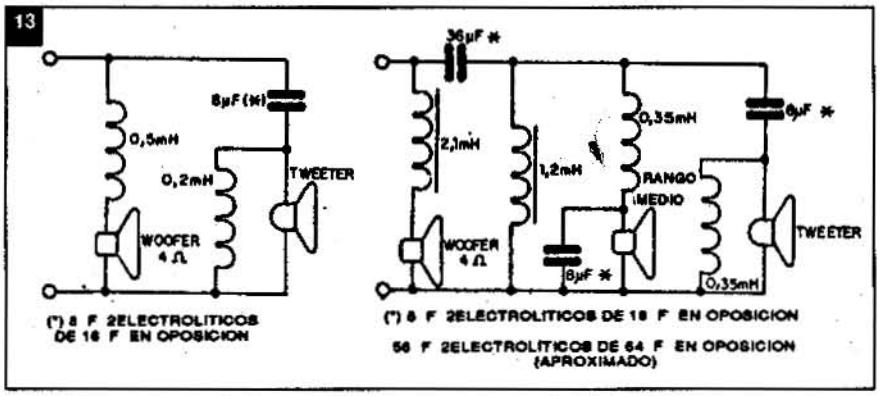
Bobinas

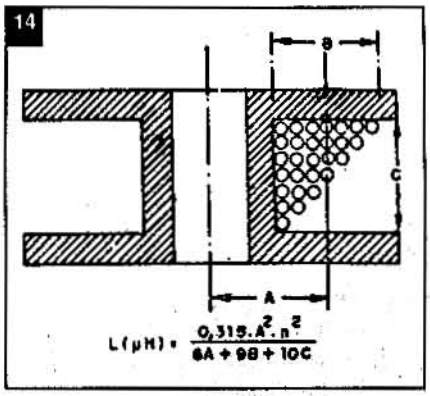
Los valores de las inductancias usadas en los divisores de frecuencia varían en una amplia banda y como normalmente las potencias de operación son elevadas, lo que significa circulación de corrientes intensas, la obtención de estos componentes con valores exactos es muy difícil, tanto en lo que se refiere a la inductancia como al espesor del alambre. Por lo tanto recomendamos que las bobinas sean realizadas por el propio lector. Enrollar las bobinas es simple, lo complicado son los cálculos para la determinación de las espiras del alambre (esmaltado) en determinada forma para llegar a la inductancia necesaria.

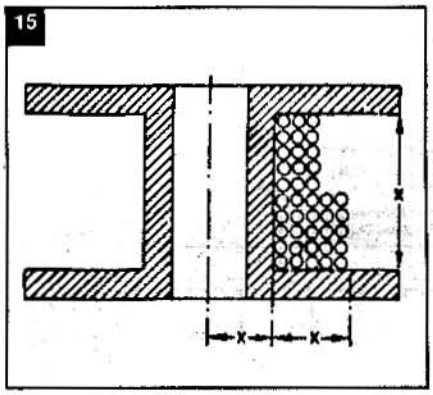
Con aproximación podemos partir inicialmente, con el espesor del alambre para la banda de potencias más comunes, conforme a la siguiente tabla.

ALAMBRE (AWG)	POTENCIAS
22	hasta 10w
20	10 a 25w
18	25 a 50w

Se observa, que cuanto mayor es el número AWG del alambre, o sea, menor su espesor, mayor será la resistencia ohmica que la bobina presentará y ésta es una característica indeseable en los filtros ya que ésta será responsable de pérdidas de potencia. Por ésto es recomendable que el







alambre sea medianamente grueso.

Generalmente, se considera satisfactorio para una aplicación en audio, una bobina que tenga una resistencia ohmica inferior a 1Ω.

En la figura 14, vemos las dimensiones de la bobina que deben ser consideradas en el cálculo del número de espiras,y en la misma figura se encuentra la fórmula para el cálculo. En esta fórmula n es el número de espiras, l es el valor de la inductancia en microhenry (µH) y A, B y C son las dimensiones de la bobina en centímetros.

Para que la fórmula se aproxime al máximo del valor real, las dimensiones A, B y C deben tener valores próximos. Comunmente los valores usados para A,B y C son aproximadamente de 2 a 4 cm.

Para facilitar al máximo la construcción de las bobinas sin la necesidad de muchos cálculos se acostumbra emplear tablas y gráficos en relación a sus dimensiones, espesor del alambre y número de espiras.

Damos a continuación un interesante conjunto de ábacos que pueden ser utilizados para determinar las características de las bobinas.

En la figura 15, mostramos las dimensiones de la bobina usada en nuestros proyectos. Observemos que fijamos valores X iguales, lo que facilita bastante el proyecto de este componente.

Supongamos, entonces, que la bobina necesaria para la elaboración de un proyecto de divisor de frecuencia, deba tener una inductancia de 1,5 mH.

En el gráfico de la figura 16 debemos buscar el valor deseado en la linea horizontal L (mH). Trazando una vertical a partir del valor indicado, vemos que cruza con las transversales de X en varios puntos (24,5 ; 19,05 ; 12,7 , etc.).

Entretanto, vemos que en los niveles en que ocurren las intersecciones, son diferentes, correspondiendo pués a diferentes resistencias ohmicas. En la intersección de la linea de 25,4mm, por ejemplo, tirando una horizontal hasta la marcación de R vemos que la resistencia obtenida es de apenas 0,2Ω, en tanto, que en la linea de 19,05mm para X, la resistencia será de 0,4Ω, en la de 12,7mm será de 0,9Ω. La linea de 9,52mm no es recomendada para nuestro proyecto, pues ya tenemos una resistencia superior a 1Ω.

Para potencias inferiores a 30W, el valor de 0,9Ω es considerado satisfactorio.

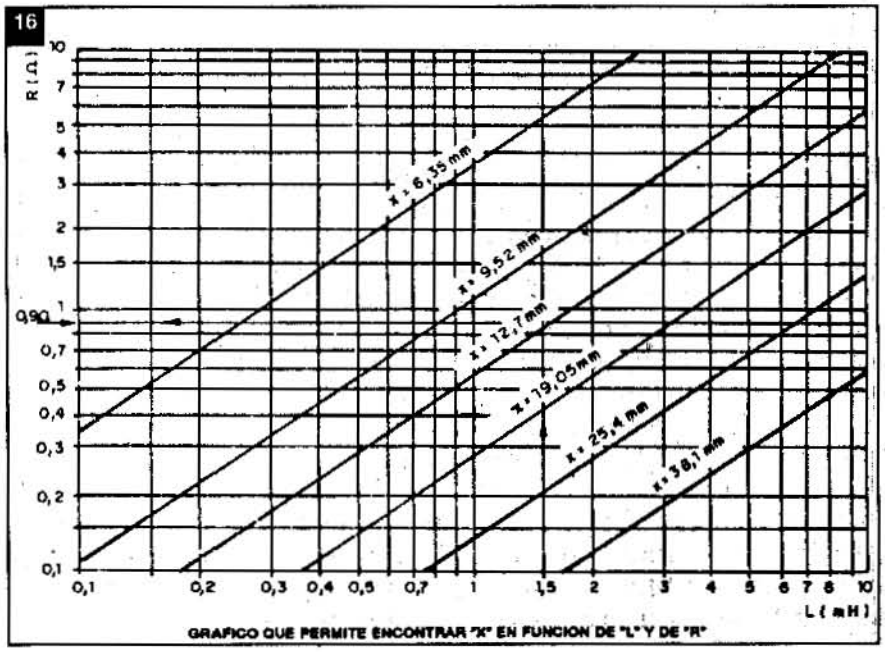
De esta manera tenemos:

R = 0,9Ω

L = 1,5mH

X = 12,7mm

Con estos datos pasamos al gráfico de la figura 17.



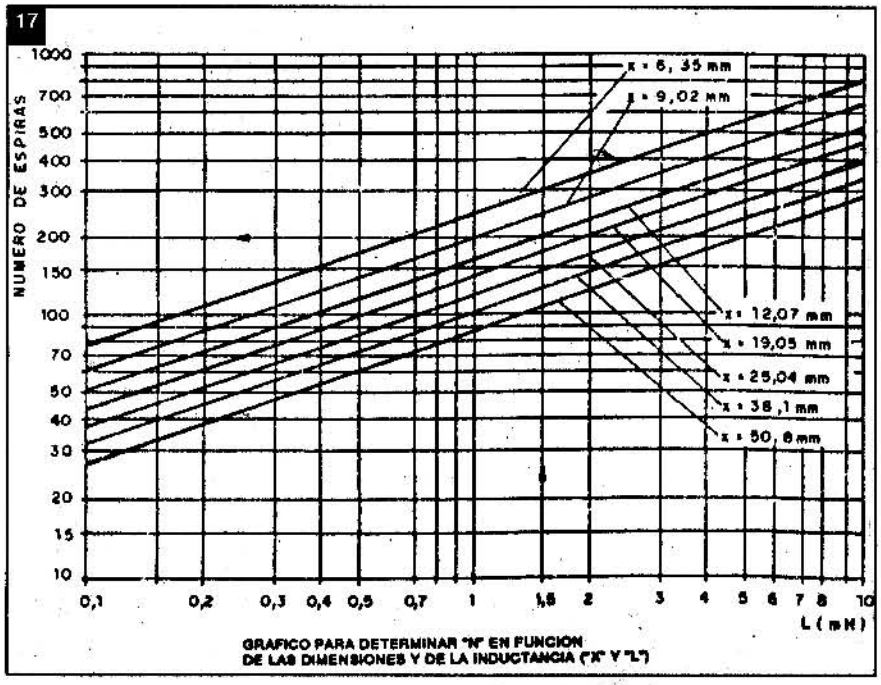


GRAFICO PARA DETERMINAR "N" EN FUNCION DE LAS DIMENSIONES Y DE LA INDUCTANCIA ("X" Y "L")

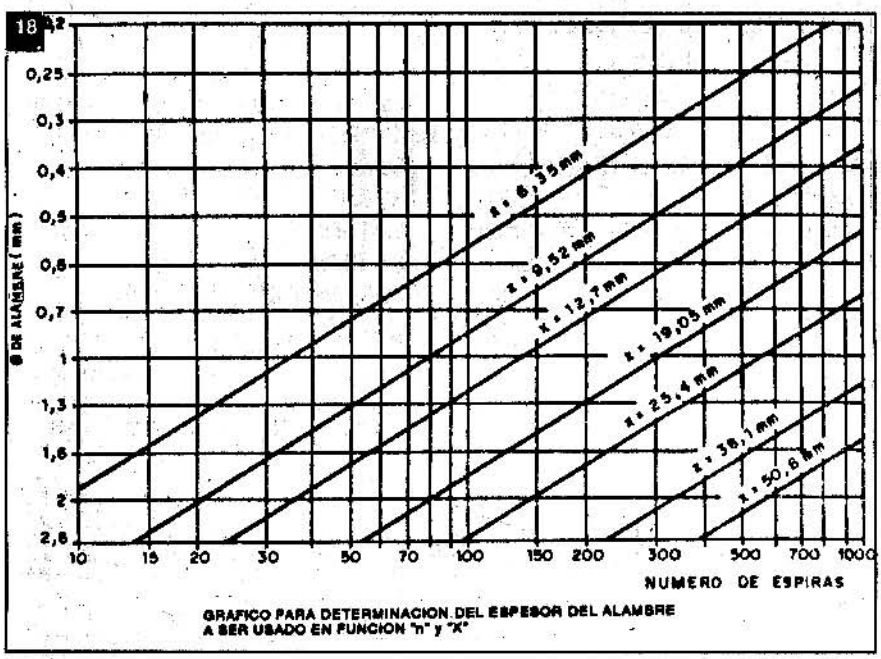


GRAFICO PARA DETERMINACION DEL ESPESOR DEL ALAMBRE A SER USADO EN FUNCION "n" y "X"

En la horizontal ubicamos el valor de la inductancia deseada que en este caso es de 1,5mH y a partir de este valor trazamos una vertical hasta que intersepte la transversal correspondiente al valor de X, o sea, 12,7mm. A partir de este punto, trazando una horizontal, encontramos el número de espiras a ser bobinadas, en este caso, 200. La elección impropia de X en el gráfico anterior, puede dar como resultado un número exesivamente alto de espiras (superior a 500 es considerado muy alto), si esto sucediera deberá tomarse un nuevo valor de X, siempre tomando en cuenta que R debe ser inferior a 1Ω.

Luego de tener el número de espiras, debemos averiguar el diámetro del alambre pasando al gráfico de la figura 18.

En la horizontal X buscamos el número de espiras determinado (en este caso 200), de allí tiramos la vertical hasta que intercepte la transversal correspondiente a X (12,7mm). Desde este punto trazamos una horizontal, la cual nos dará el diámetro en mm del alambre que será de 0,7mm. Estas dimensiones corresponden aproximadamente a un alambre de 21AWG.

NUMERO AWG	DIAMETRO (mm)	CORRIENTE (A)
10	2,588	15
11	2,305	12
12	2,053	9,5
13	1,828	7,5
14	1,628	6,0
15	1,450	4,8
16	1,291	3,7
17	1,150	3,2
18	1,024	2,5
19	0,911	2,0
20	0,812	1,6
21	0,723	1,2
22	0,644	0,9
23	0,573	0,7
24	0,511	0,6

En la tabla 2 podremos seleccionar el alambre en AWG en función de su diámetro en mm. También damos la capacidad de corriente que soportan.

Observemos que la corriente media en un parlante es dada por la potencia del amplificador y la impedancia del sistema. Podemos calcular esto mediante la siguiente fórmula:

$I = P / Z$

Donde I es la corriente en ampere

P es la potencia en watt

Z es la impedancia en ohm

Para un amplificador de 100watt con una carga de 4ohm, la corriente en el parlante llega a los 5ampere.

Importante:

El trabajo de enrollar las bobinas de acuerdo con lo que deseamos, y después obtener una caja acústica con características exclusivas es un plaser que solamente los lectores bien informados y habilidosos pueden tener. ●

DISCOS COMPACTOS (CD)

Primera Parte

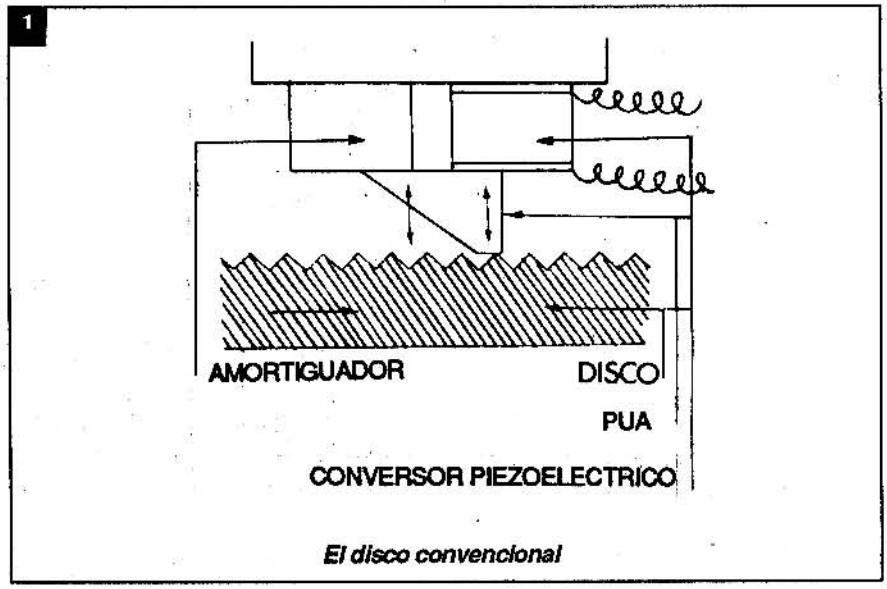
La aparición de los discos compactos (CD) en el mercado mundial ha revolucionado el concepto de la alta fidelidad en la reproducción del sonido, debido a la perfección en que los CD con sus procesos digitales elaboran las señales grabadas. En el presente artículo trataremos de analizar los fundamentos básicos de los CD y su aplicación en la práctica.

Por Egon Strauss

1) Los principios básicos de los CD

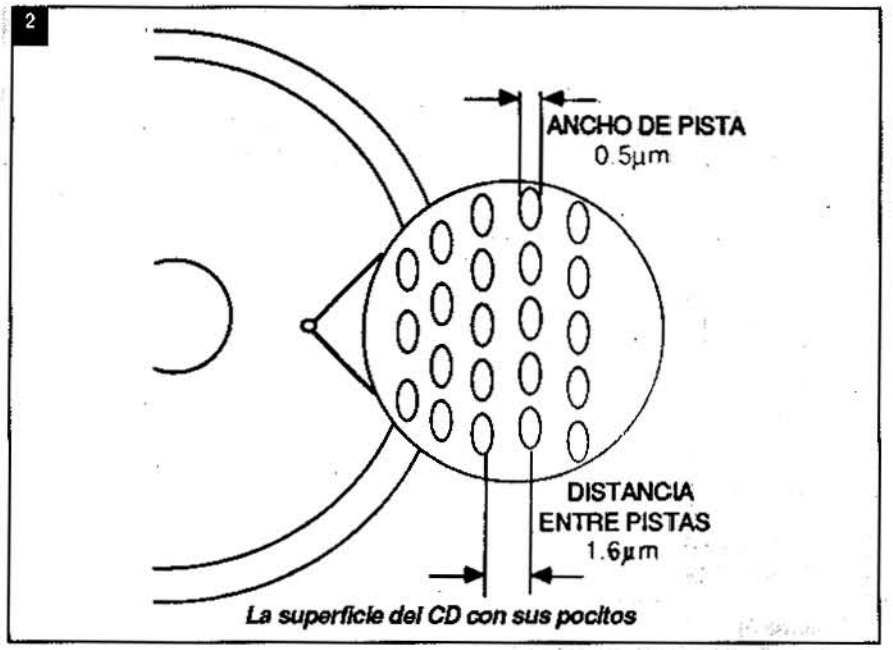
El concepto del procesamiento digital de las señales de audio fue desarrollado en forma independiente y casi simultánea por Philips y Sony. Felizmente para la industria y para los usuarios, ambas firmas mundiales unieron sus esfuerzos alrededor de 1981 y se pusieron de acuerdo en cuanto a las normas funcionales y especificaciones técnicas, tanto para los discos como para los equipos necesarios para su reproducción. Esta unificación de normas cuyo texto incluimos en el presente trabajo, permite, desde luego, que los discos comprados en cualquier parte del mundo puedan ser reproducidos por medio de los equipos comprados o fabricados en cualquier otra parte del mundo, ya que al seguir las normas comunes, son compatibles.

La base del funcionamiento de los CD es el procesamiento digital de la señal de audio, lo que constituye un enfoque técnico completamente diferente al usado hasta ahora en los tocadiscos convencionales. En la figura 1 vemos el sistema básico usado en los discos convencionales con el surco típico, cubierto de ondulaciones o sinuosidades en las paredes laterales del surco que hacen vibrar mecánicamente la púa que a su vez en el pick-up transforma estas vibraciones mecánicas en señales eléctricas. Debido a las complejas transformaciones de vibraciones mecánicas en señales eléctricas, existe un límite en las posibilidades de alta fidelidad de este sistema, por más que haya sido mejorado muchas veces en el pasado. Además se usa en los discos fonográficos una velocidad de giro constante lo que hace que la cantidad y extensión de las sinuosidades internas del surco varíe de acuerdo al lugar del disco en que se encuentra. En el borde externo una señal de 250Hz tiene una longitud de onda de unos 4,8 mm, mientras que la misma frecuencia produce en el surco interno una longitud de onda de 1,5 mm, aproximadamente.



El disco convencional

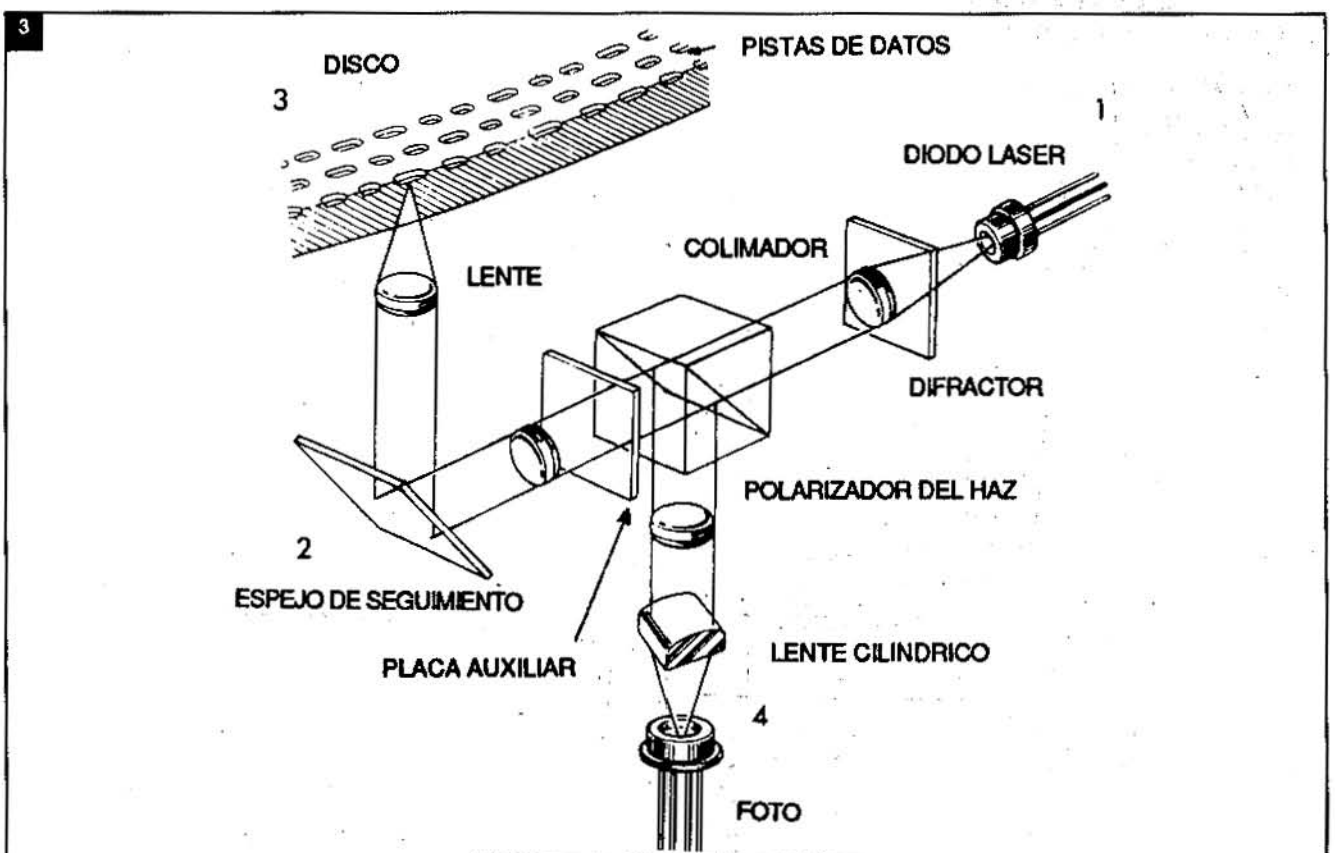
En los discos compactos el principio de funcionamiento está basado en un registro digital de la señal de audio y esta señal digital está grabada a una velocidad lineal constante, lo que implica que la rotación del CD varía en su viaje de 200 revoluciones por minuto en el borde del disco, hasta 500 revoluciones por minuto cerca del centro. En cuanto al registro digital de la señal, se logra por medio de pequeños pocitos que se encuentran sobre la superficie del disco, como vemos en la fi-



La superficie del CD con sus pocitos

gura 2. Estos pocitos se encuentran en una espiral que configura la pista, quiere decir que no existe un surco propiamente dicho, sino una pista en forma de espiral que avanza desde el centro hasta el borde. El ancho de cada pista es de 0,5 µm y la distancia entre los centros de pistas adyacentes es de 1,6 µm. En todos los lugares donde haya un pocito, existe una transición entre la superficie plana del disco y el fondo del pocito. Esta transición constituye un nivel lógico "1". Por otra parte, toda superficie plana, tanto en la superficie del disco, como en el fondo del pocito, es un nivel lógico "0".

Para poder registrar la señal de audio en el disco CD es necesario transformarla de su formato analógico convencional a un formato digital. Más adelante veremos en detalle este proceso que se efectúa en el conversor analógico-digital. La señal digital resultante es trasladada al CD y al reproducirla se usa un sistema de lectura basado en un rayo Láser, tal como vemos en la figura 3. La base de este sistema óptico-digital es un diodo Láser (1) que emite un rayo infrarrojo que sigue una trayectoria recta hasta impactar en un espejo (2) que la desvía hasta el disco CD (3). Al impactar el rayo Láser en el disco, es reflejado y conducido al fotodetector (4). Si el impacto se produce en una superficie plana, la intensidad reflejada es interpreta-



El sistema de exploración con Láser

da como un nivel lógico "0", si el impacto se produce en una transición disco-pozo o pozo-disco, la lectura es interpretada como un nivel lógico "1". Esta secuencia de "1" y "0" constituye una información digital que es transformada nuevamente en una información analógica para su elaboración en los amplificadores del equipo. Los detalles de este proceso los veremos a continuación, pero primero queremos indicar algunos números relacionados con los CD.

La grabación en pistas helicoidales continuas que vemos en la figura 4 produce una velocidad lineal constante que permite una mayor capacidad de información que la existente en el sistema convencional. La longitud total de la pista helicoidal es de aproximadamente 4,8 km. El tamaño del disco CD es de 120 mm, como vemos en la figura 5. Su duración de programa en cada lado es de 74 minutos, lo que permite grabar la Novena Sinfonía de Beethoven en un solo lado de un único CD.

Las especificaciones técnicas relacionadas con el CD surgen de la Tabla I.

2) Algunos aspectos de la digitalización usada en los CD

La base de la digitalización de cualquier proceso es la conversión analógica-digital y su contraparte, la conversión digital-analógica.

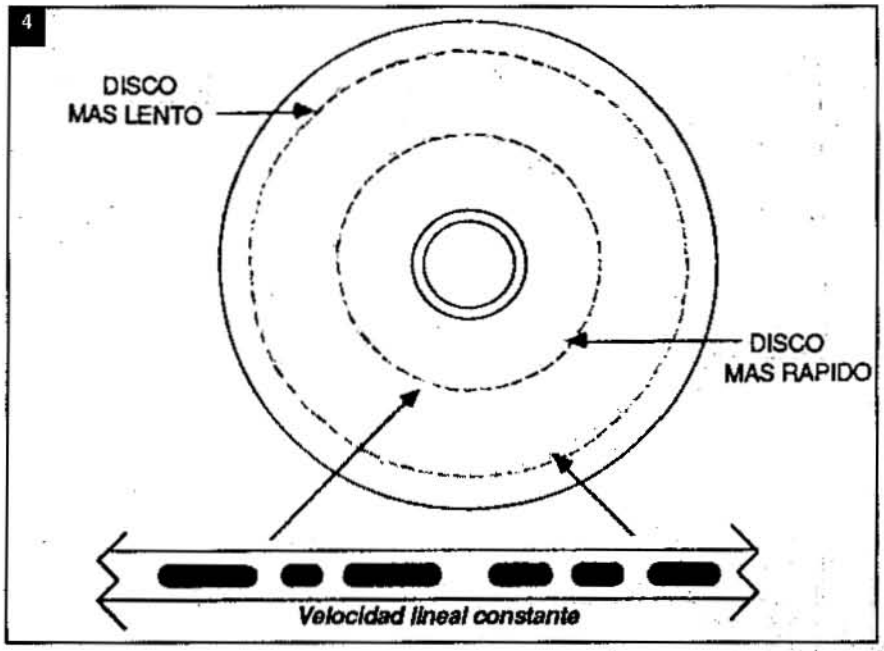
Para lograr la conversión de una señal analógica en una señal digital, es necesario separar la señal en dos componentes: una es el tiempo y otra la amplitud. Para este fin se usan circuitos de muestreo y retención y de conversión analógico-digital.

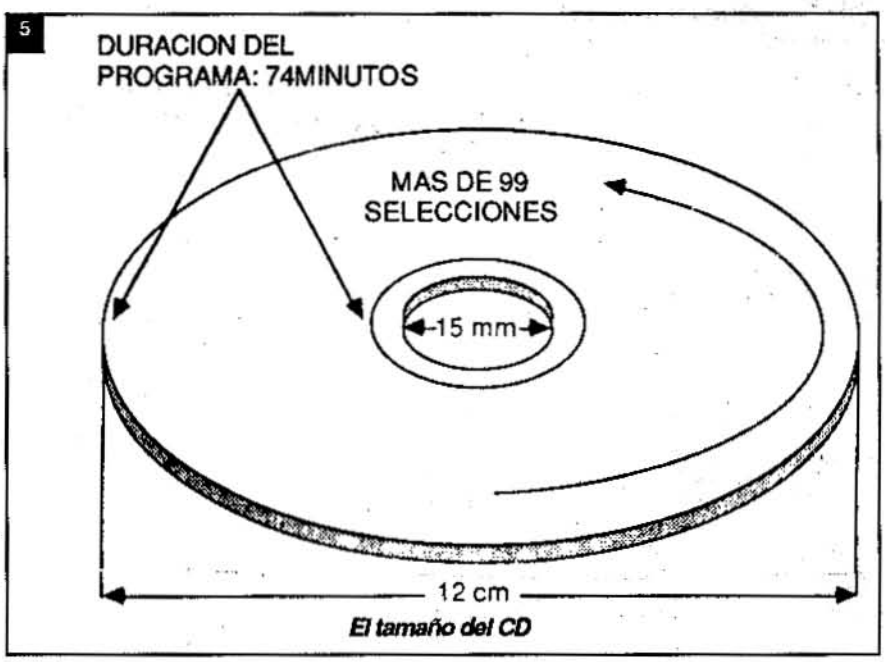
Los sonidos que forman la señal de audio cambian a través del tiempo y el conversor analógico-digital examina esta señal en intervalos regulares predeterminados. Este proceso se conoce como muestreo. Se utiliza para el muestreo una frecuencia de 44,1kHz y por lo tanto, la duración de la parte más pequeña de la música sólo tiene una duración de 1/44100 de segundo.

Como el proceso del muestreo examina momentos discretos en la señal de audio,

TABLA I. Especificaciones técnicas de los CD

Características del disco	
Tiempo de ejecución	aproximadamente 74 minutos por lado
Rotación	en sentido del reloj, visto de arriba
Velocidad de rotación	500 a 200 RPM, 1,2 a 1,4 m/seg
Distancia entre pistas	1,6µm
Espesor	1,2 mm
Diámetro	120 mm
Diámetro del agujero central	15 mm
Area para la grabación	46 hasta 117 mm
Area de señal	50,9 hasta 116 mm
Material de recubrimiento	transparente con un índice de refracción de 1,5
Longitud mínima de los pozos	0,833 µm (1,2 m/seg) hasta 0,972 µm (1,4 m/seg)
Longitud máxima de los pozos	3,05 µm (1,2 m/seg) hasta 3,65 µm (1,4 m/seg)
Profundidad del pozo	aproximadamente 0,11 µm
Ancho del pozo	aproximadamente 0,5 µm
Sistema óptico	
Longitud de onda normalizada	780 nm
Profundidad de foco	±2 µm
Diámetro del haz/superficie	1,0 µm, aprox.
Diámetro del haz/señal	0,8 µm, aprox.
Fuente óptica	Láser semiconductor
Sistema de enfoque	Astigmático o tipo Foucault (típico)
Formato de la señal	
Cantidad de canales	2 canales (4 canales grabados a doble velocidad)
Cuantización	16 bits, lineal
Temporización de la cuantización	Concurrente para todos los canales
Frecuencia de muestreo	44,1kHz
Cantidad de bits de canal	4,3218 megabits por segundo
Cantidad de bits de datos	2,0338 megabits por segundo
Relación bits de canal: bits de datos	8:17
Filtrado	Analógico o digital
Código de corrección de errores	CIRC (con una redundancia del 25%)
Sistema de modulación	EFM
Cantidad máxima de pistas	99
Cantidad máxima de índices	99
Especificación teórica de audio	
Respuesta de frecuencia	5 - 20.000 Hz ± 0dB
Rango dinámico	96dB
Relación señal-ruido	97,5dB
Distorsión armónica	menor que 0,003% (en 1kHz)
Separación de canales	96dB (en 1kHz)
Wow/flutter	menor que los límites medibles
Especificaciones típicas de audio	
Respuesta de frecuencia	20-20.000 Hz + 0,4 - 0,2dB
Rango dinámico	93dB
Relación señal-ruido	92dB
Distorsión armónica	menor que 0,01% (a 1kHz)
Separación de canales	90dB (en 1kHz)
Wow/flutter	menor que los límites medibles





El tamaño del CD

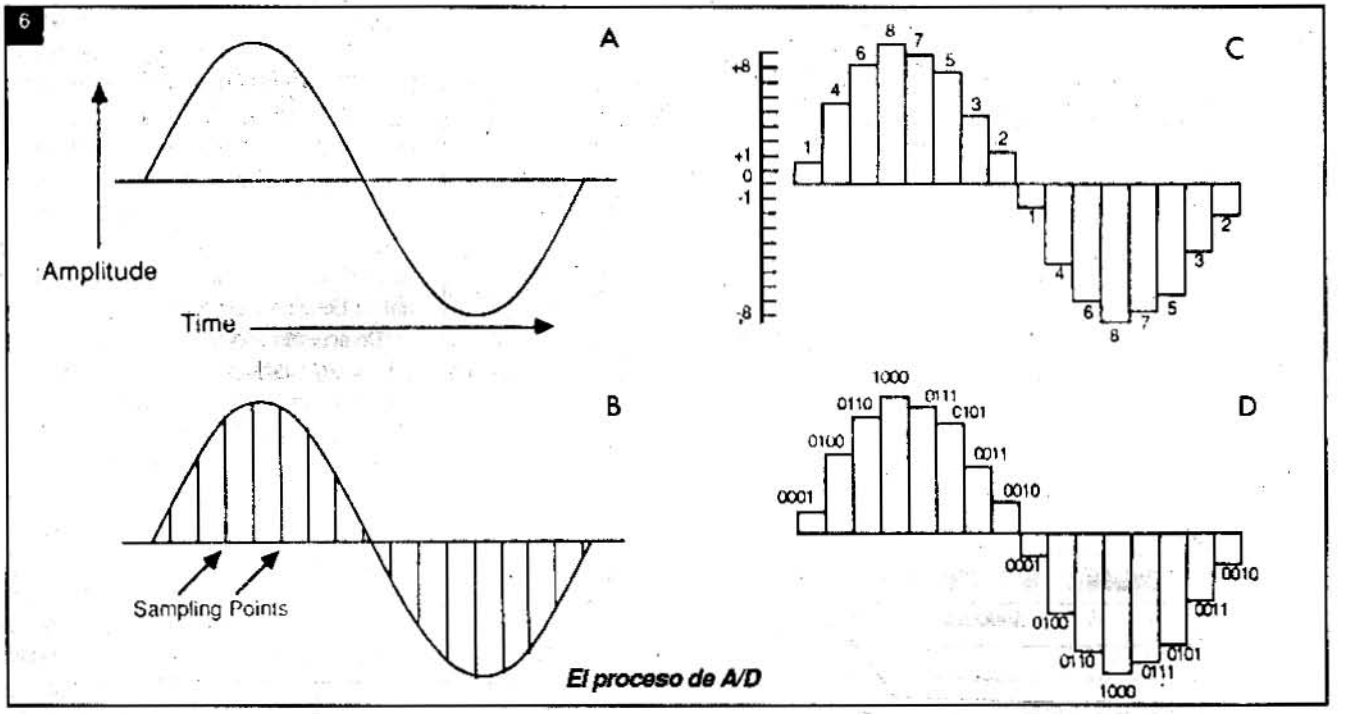
puede existir la impresión que la música que se encuentra en los intersticios de estos puntos de medición, se pierde. Sin embargo, esto no es el caso porque el sistema de los CD está diseñado para cubrir el rango entero de la audición humana de 5Hz hasta 20kHz. Las señales de frecuencias más altas que 20kHz no se toman en cuenta. Se recurre entonces al Teorema de Nyquist que postula que no se pierde ninguna información si la forma de onda original está sometida a un muestreo con una fecuencia cuyo valor es el doble de la frecuencia más alta que se debe reproducir. Como el límite superior estipulado es de 20kHz en el CD, la frecuencia de muestreo debe ser superior a 40kHz. Esto se cumple en el CD, ya que la frecuencia elegida y normalizada (Tabla I) para el muestreo es de 44,1kHz, lo que deja un margen para otras funciones que veremos oportunamente.

En la figura 6 vemos cómo la señal original (A) es muestreada en intervalos regulares (B). Esto tiene como resultado una señal (C) con valores individuales en el dominio del tiempo. Falta ahora cuantizar esta señal, quiere decir tomar en cuenta el valor digital que representa la amplitud de cada componente del dominio del tiempo. Este paso, llamado cuantización, se observa en el paso (D) de la figura 6, donde la señal ya tiene formato binario.

De acuerdo con las normas de la Tabla I, la cuantización de un CD se produce por medio de un número digital de 16 dígitos binarios, por ejemplo, 1000110101110101. En una "palabra" de 16 bits existen 2^{16} = 65536 diferentes combinaciones, de manera que cada período del muestreo puede tener cualquiera de estos 65536 valores. En la figura 6 mostramos sólo los primeros 4 dígitos de un sistema de 4 bits. Se observa que la cuantización no entrega la cantidad infinita de variaciones del valor de la amplitud como lo hace el muestreo con la frecuencia.

Un valor analógico de 99,6 es redondeado para arriba y se presenta como 100, de la misma manera que un valor de 99,2 es redondeado para abajo y se presenta como 99. Dígitos fraccionales son redondeados. Pero los valores entregados con 65536 variaciones son en la práctica más que suficientes para representar cualquier variación en el volumen que el oído humano es capaz de distinguir. La realidad indica que el oído humano no puede discernir más que algunos pocos centenares de niveles de volumen. La cantidad de niveles de volumen y de frecuencias existentes en el proceso de digitalización y cuantización de la señal usados en el CD, exceden en mucho las posibilidades del oído humano. Esto explica porqué un CD, reproducido aun con amplificadores mediocres, suena mucho mejor que cualquier otro medio (disco, cassette, cinta magnética abierta, etc.) aún con amplificadores de mejor calidad.

La información de 16 bits de datos en cada período de muestreo, significa una cantidad de 705.600 bits de información de audio por segundo. Pero nosotros veremos que existe además de la información de audio, también otra información adicional para el control de los procesos. Si toma-



El proceso de A/D

mos en cuenta toda la información existente en un disco compacto con 74 minutos de música, encontraremos un total de 6,5 billones de bits de información digital.

La forma en la que se logra la modulación de la señal digital del CD y los demás procesos involucrados, veremos en el segundo artículo dedicado a este tema de los discos compactos. ✪

USOS DEL MULTIMETRO

La utilidad del multímetro es casi infinita. Por eso hablaremos aquí un poco más de su uso en la prueba e identificación de transistores, y de algunas aplicaciones poco comunes, como detector de RF o medidor de intensidad de campo.

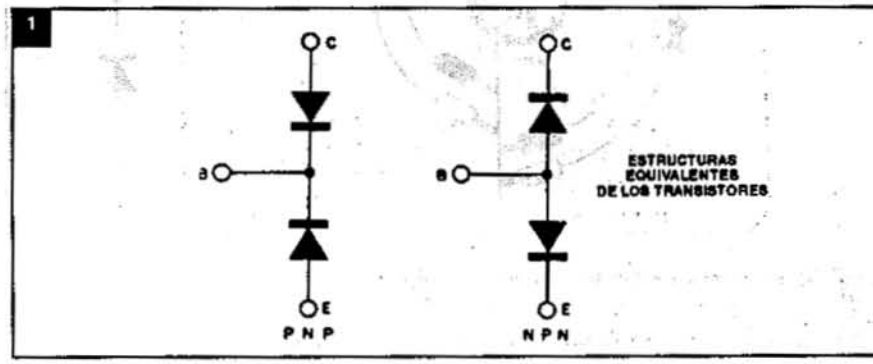
Prueba e identificación de transistores

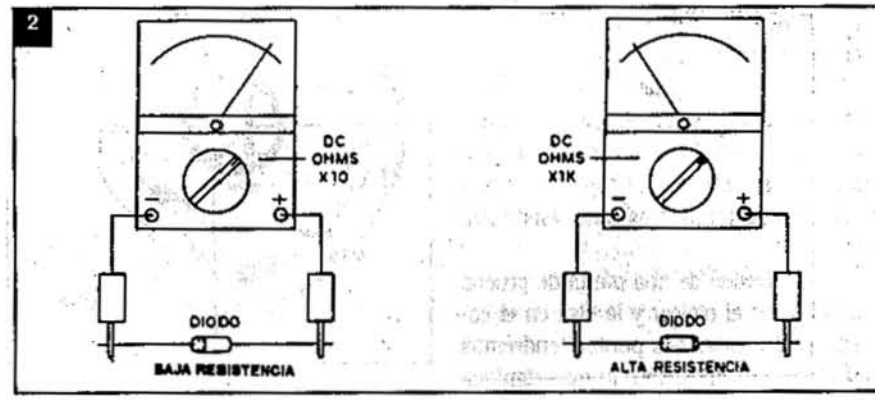
Los multímetros pueden usarse para probar e incluso identificar transistores comunes con buena precisión de resultados. Desgraciadamente los multímetros no pueden "medir" las características de un transistor como su ganancia, su frecuencia máxima de operación o su disipación máxima. Sin embargo, los multímetros pueden ser de gran utilidad en el taller, pues "dicen" con precisión si un transistor está bueno o malo.

Para la prueba de transistores con un multímetro lo que se hace es tomar en cuenta el comportamiento de sus 2 junturas que hacen que este componente se presente con una estructura análoga a dos diodos en oposición, como muestra la figura 1.

Vea que los dos tipos de transistores bipolares, NPN y PNP tienen estructuras que equivalen a diodos en posiciones diferentes. Si tenemos en cuenta el comportamiento de estos diodos no sólo podremos "probar" los transistores, sino también determinar su tipo, si nos es desconocido.

Lo que se hace entonces es "medir" la resistencia de los diodos equivalentes, recordando que éstos deben conducir bien la corriente cuando están polarizados en el sentido directo y presentar una resistencia muy alta cuando polarizamos en el sentido inverso.





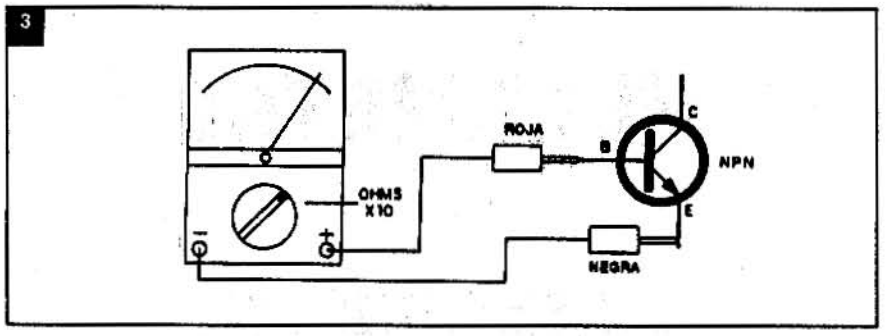
Para probar los transistores debemos entonces usar el multímetro en sus escalas de resistencia. Los multímetros comunes que miden la banda de algunas decenas de ohm hasta algunos megaohm sirven perfectamente para probar el 90% de los transistores comunes.

La prueba se hace del siguiente modo:

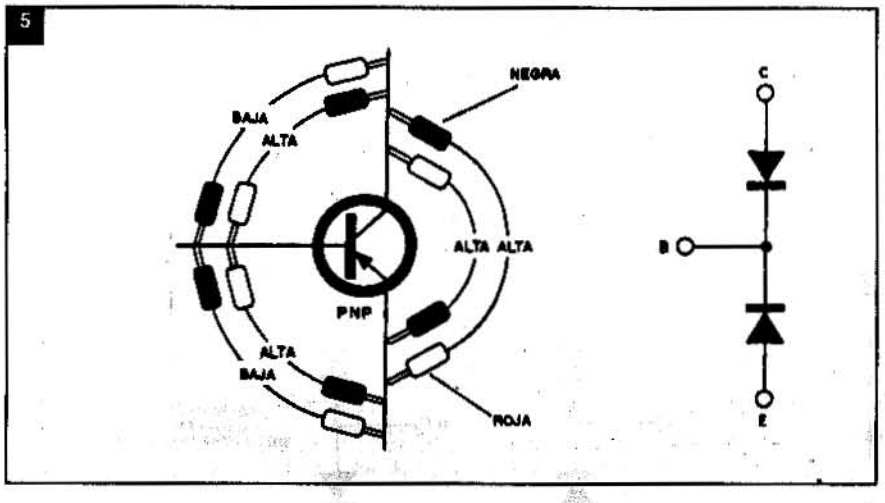
a) Transistores NPN

Teniendo en cuenta la estructura de un transistor NPN, que se ve en la figura 3, vemos que si la punta de prueba positiva del multímetro fuera conectada a la base, estaremos polarizando la juntura base-emisor directamente cuando colocamos

3



5



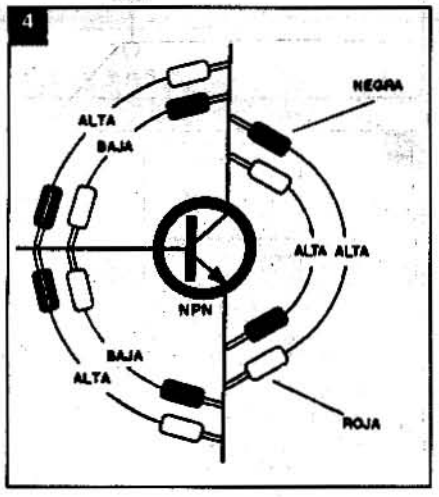
la punta negativa en el emisor, lo que significa la lectura de una baja resistencia. Si las puntas fueran cambiadas, tendremos una resistencia alta.(ojo, que la punta positiva del tester es la marcada con signo (-) en su gabinete).

Si la punta de prueba positiva fuera conectada a la base y la negativa al colector para el mismo tipo de transistor tendremos la lectura de una baja resistencia e invirtiendo tendremos una resistencia alta.

Si la conexión de una punta de prueba se hiciera en el emisor y la otra en el colector, entre estos dos puntos tendremos dos diodos en oposición, lo que significa que la resistencia leída será siemre elevada.

Con la combinación de conexiones entre los terminales de un transistor podremos no sólo saber si está bueno, sino también cómo identificarlo. Así, para los transistores NPN y multimetro con punta de prueba roja conectada al polo positivo de la batería interna (no es lo común, pero lo tomaremos así para facilitar la explicación) tenemos las siguientes lecturas (figura 4).

4



a) punta roja en la base y negra en el emisor: resistencia baja.
b) punta negra en la base y roja en el emisor: resistencia alta.
c) punta roja en la base y negra en el colector: resistencia baja.
d) punta negra en la base y roja en el colector: resistencia alta.
e) punta roja en el emisor y negra en el colector: resistencia alta.
f) punta negra en el emisor y roja en el colector: resistencia alta.

Por resistencia baja entendemos valores de menos de 5000 ohm y por resistencia alta entendemos valores superiors a 100k.

Si en algunas de estas medidas se encuentra una resistencia baja cuando la lectura debería ser alta, estaremos ante un transistor en corto. Si alguna lectura fuera alta cuando debería estar baja estaremos ante un transistor abierto. En estos dos casos el transistor, por supuesto, no puede usarse.

Una lectura de resistencia por debajo de lo normal cuando debería ser alto, pero que no corresponde realmente a un valor bajo, significa un transistor con fuga. Su utilización debe ser estudiada.

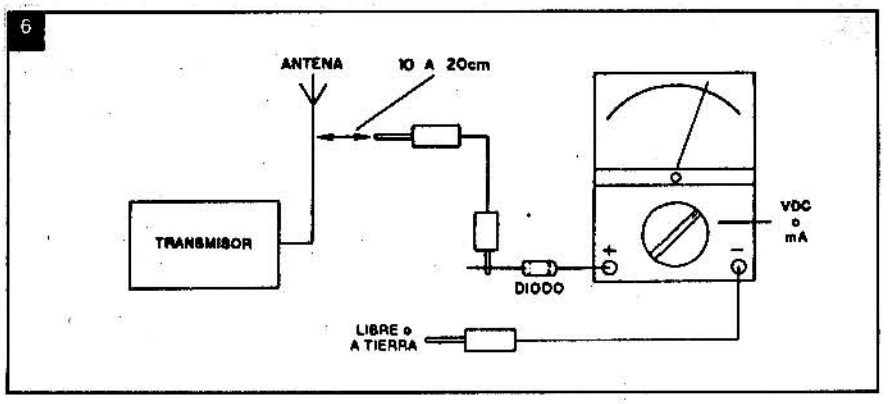
b) Transistores PNP

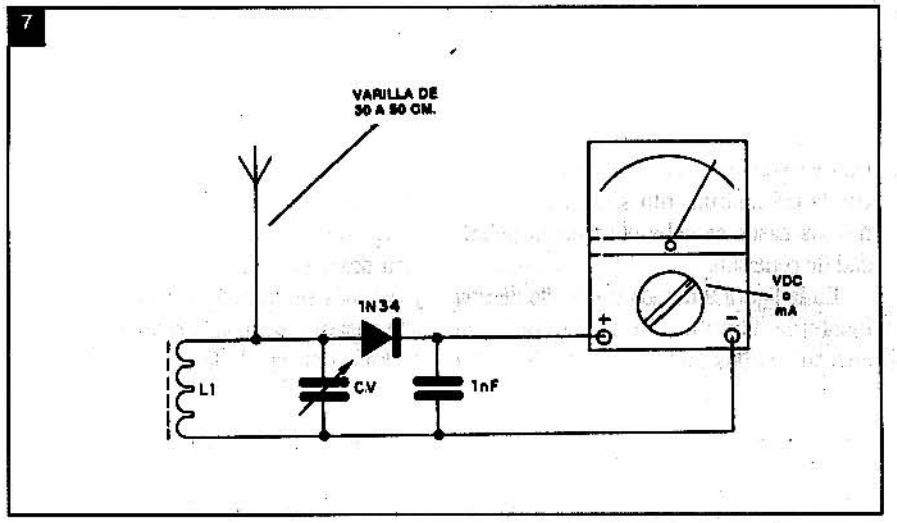
La prueba de transistores PNP tiene en cuenta su estructura que aparece en la figura 5, donde tenemos la conexión del multímetro.

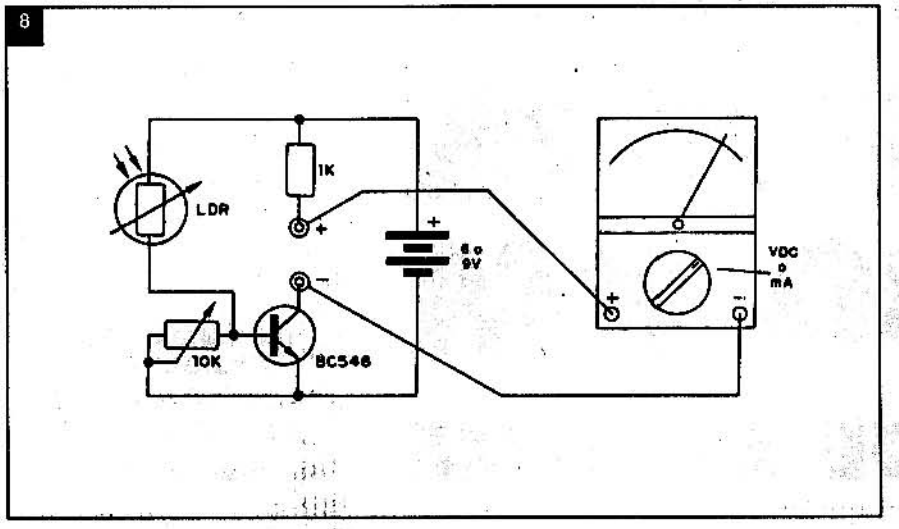
a) punta roja en la base y punta negra en el emisor: resistencia alta.
b) punta negra en la base y punta roja en el emisor: resistencia baja.
c) punta roja en la base y negra en el colector: resistencia alta.
d) punta negra en la base y roja en el colector: resistencia baja.
e) punta roja en el emisor y negra en el colector: resistencia alta.
f) punta negra en el emisor y roja en el colector: resistencia alta.

Resistencia anormalmente baja donde debería haber alta indica un transistor en corto, y resistencia anormalmente alta donde debería haber baja indica un transistor abierto. En estos casos los transistores no pueden usarse.

Vea que teniendo en cuenta estas medidas, incluso desconociendo las características de un transistor, o sea, la disposición de sus terminales y su tipo, podemos con cierta facilidad hacer la identificación.







El multímetro en RF

Los multímetros comunes presentan una buena sensibilidad, lo que permite su utilización también en la detección de señales de RF, incluso de pequeña intensidad. La indicación no será del todo correcta ya que por ser un instrumento de bobina móvil no responde fielmente a variaciones bruscas de tensión pero sí permitirá dar una idea del valor eficaz de esa señal de RF.

De hecho, con la utilización de un diodo detector simplemente podemos usar el multímetro para acusar la presencia de señales de RF como muestra la figura 6.

En este caso, conectando la punta de prueba negra a masa o incluso dejándola libre, la aproximación de la punta roja a fuentes de señales de RF ya hará que la aguja del multímetro deflexione. El multímetro en este caso debe ser usado en la escala más baja de tensión o de corriente.

En algunos casos, con multímetros que tengan diodos con capacidad de operar con señales de altas frecuencias en el circuito de baja tensión alternante se obtiene el mismo efecto sin la necesidad de conectar un diodo externo.

El diodo externo puede ser de cualquier tipo para uso general de germanio o incluso de silicio como el 1N34, 1N60, 1N914 ó 1N4148.

En la figura 7 tenemos un circuito medidor de intensidad de campo que usa un multímetro como instrumento base. El lector puede usar este circuito para calibrar transmisores, antenas, etc., con facilidad.

El circuito resonante formado por la bobina y por el capacitor debe ser calculado para la frecuencia de la señal que se desea medir.

Para la banda de los 11 metros por ejemplo (27MHz), útil para el ajuste de transmisores para banda ciudadana y radio control, la bobina será formada por 12 espiras de alambre grueso (18 ó 20AWG, o sea 1,024 mm ó 0,8118 mm) en una horma de 1 cm sin núcleo. Para la banda de FM la bobina tendrá unas 3 espiras de alambre 22 ó 18 AWG (0,6438 mm ó 1,024 mm) en horma de 1 cm de diámetro sin núcleo.

El variable será ajustado hasta obtener la máxima indicación del multímetro, lo que significa encontrar el punto de resonancia. Después sólo queda ajustar el transmisor o su antena.

El multímetro como componente

Muchos circuitos exigen el uso de instrumentos de bobina móvil ya sea para la medición de tensiones o de corrientes. El

costo de estos instrumentos, como los lectores saben, no es bajo, lo que significa que muchos proyectos de este tipo pueden verse comprometidos justamente por la dificultad de obtener esta pieza básica.

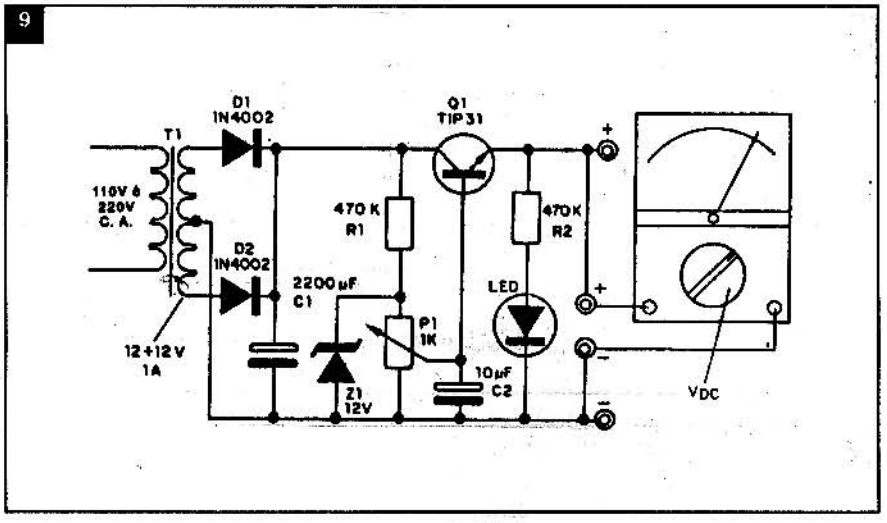
Lo que muchos lectores no recuerdan, sin embargo, es que su multímetro puede sustituir estos instrumentos pasando a ser usado en conjunto con el aparato que los exige.

Así, si el lector quisiera montar el circuito de la figura 8, de un fotómetro, pero no quisiera comprar el instrumento M1, puede perfectamente dejar en su lugar dos bornes de conexión del multímetro. En el momento de precisar del aparato basta conectar el multímetro en su escala más baja de corriente.

Vea que en este caso es muy importante observar la escala del multímetro que debe usarse para la aplicación planeada.

Si el multímetro fuera usado en lugar de microamperímetro o miliamperímetro la escala elegida debe ser la más baja de corriente. Si el multímetro fuera usado en lugar de un voltímetro entonces la escala elegida es la de tensión de acuerdo con la del instrumento sustituido. En todos los casos se debe observar la polaridad de conexión.

9



En la figura 9 damos el circuito de una fuente de alimentación para el taller en que existen dos bornes de conexión para el multímetro donde el lector controlará con este instrumento la tensión que se está aplicando al aparato alimentado.

Ajústese en el potenciómetro la tensión deseada, leyéndola en el multímetro y después se desconecta este instrumento que pasará a ser usado separadamente en su función normal. ✪

TELEFONO COMO INTERCOMUNICADOR

Para los que poseen un teléfono de disco "abandonado" por haberlo cambiado por las versiones "electrónicas" de teclas o incluso sin cable, les recordamos que es un aparato que todavía puede usarse en proyectos "caseros". Si posee dos unidades de disco desactivadas, por qué no emplearlas en un interesante intercomunicador. El montaje aquí propuesto muestra cómo usar un par de teléfonos de disco como equipo para comunicar dos puntos a una cuadra de distancia a la redonda.

Por Pedro E. Junqueira

El circuito es bastante simple, siendo alimentado por la red local a partir de una fuente sin transformador. Evidentemente, para este circuito, tenemos apenas un par de estaciones, o sea, se trata de un intercomunicador de dos canales.

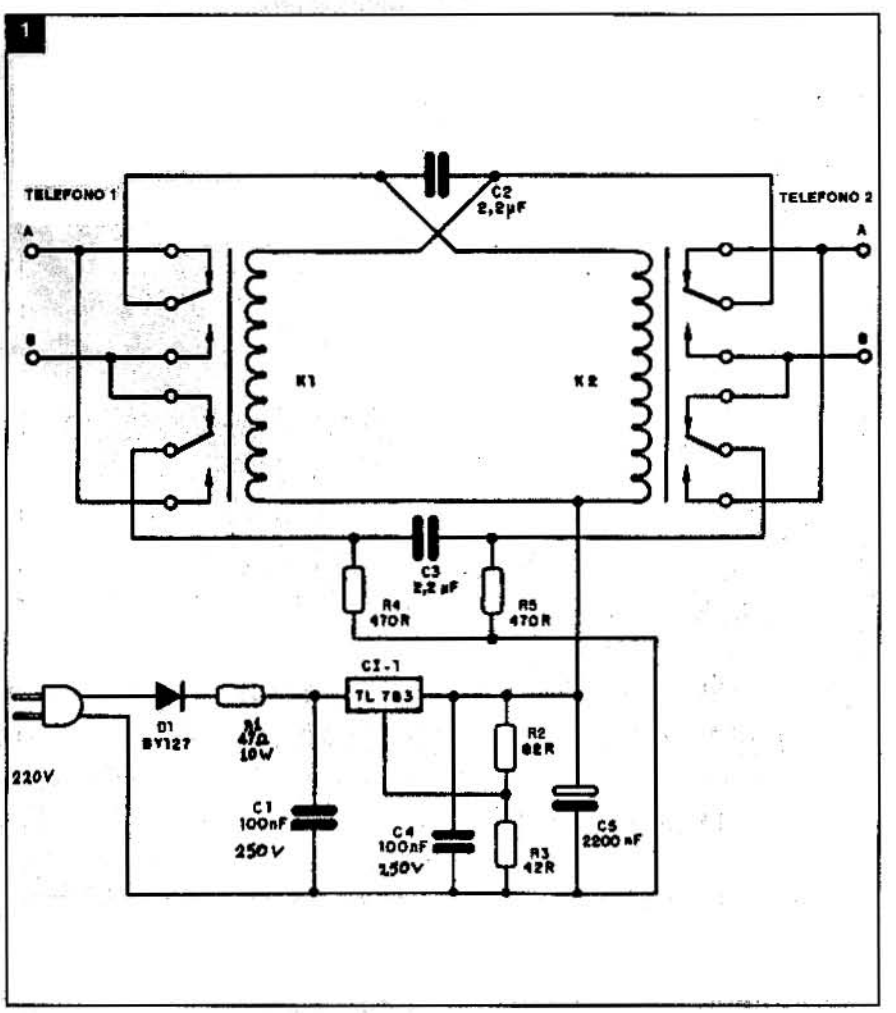
El circuito, bastante compacto, cabe perfectamente dentro de uno de los teléfonos, lo que facilita mucho su instalación.

El circuito

Al levantar el auricular de la horquilla, se disca el número cero, lo que va a producir los pulsos de llamada hacia la estación remota. La tensión para alimentación del circuito de audífono y micrófono viene de la propia red local, a partir de una fuente sin transformador.

Tomando la tensión de la red a través de un BY127, o equivalente, y después obteniendo 48 V estabilizados por un CI TL783, tenemos las condiciones para simular las mismas formas de operación de una línea telefónica convencional.

La alimentación con tensión relativamente alta permite que el cable de conexión entre los aparatos llegue hasta



algunos centenares de metros, sin gran atenuación para la señal.

Los relés usados tienen conexión cruzada, de modo de permitir la llamada de cualquiera de las estaciones. Al atenderse uno de los aparatos también se provocará una única inversión en el aparato que inició la llamada.

Montaje

En la figura tenemos el diagrama completo del aparato. Como son muy pocos los elementos empleados, no hay siquiera necesidad de placa de circuito impreso, pudiendo usarse un pequeño puente de terminales embutido en uno de los aparatos.

Los relés son de 24 V con bobina de 700 ohm. Los resistores son de 1/8 ó 1/4 W y los capacitores, de poliéster, con tensión de aislación de 600V, excepto C5 que es un electrolítico para 60V o más.

LISTA DE MATERIALES

CI-1 - TL783 - circuito integrado regulador de tensión (Texas)
D1 - BY127 ó equivalente - diodo rectificador de silicio
K1, K2 - 700 ohm de bobina x 24 V - relés
C1, C4 - 100nF x 600V - capacitores de poliéster
C2, C3 - 2,2µF - capacitores de poliéster
C5 - 2200 µF x 60V - capacitor electrolítico
R1 - 5,6 ohm - resistor (verde, azul, dorado) para red de 110V y 47 ohm x 10W para 220V
R2 - 82 ohm - resistor (gris, rojo, negro)
R3 - 42 ohm - resistor (amarillo, rojo, negro)
R4, R5 - 470 ohm - resistores (amarillo, violeta, marrón)

Prueba y uso

Para probar el intercomunicador, disque el número cero en cualquiera de los aparatos, para obtener la llamada. Al atender, el relé conmuta y se puede establecer la conversación de modo bilateral.

Observamos que, dado el hecho de que tenemos una fuente sin transformador, se deben TOMAR TODAS LAS PRECAUCIONES PARA EVITAR CHOQUES ELECTRICOS. ✪

APLICACIONES PROFESIONALES
PARA INTERRUPTORES MAGNETICOS

Contrariamente a lo que muchos pueden pensar, los interruptores magnéticos del tipo "reed-switch" no se usan solamente en alarmas y circuitos de protección. Con un poco de imaginación, podemos encontrarles ilimitadas aplicaciones, entrando incluso en el campo profesional. En este artículo veremos algunas aplicaciones interesantes para los interruptores magnéticos, que podrán ayudar a resolver problemas prácticos importantes.

Por Newton C.Braga

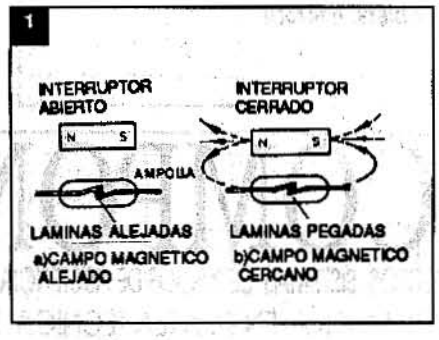
Básicamente, un interruptor magnético consiste en una ampolla cerrada de vidrio, dentro de la cual existen gases nobles y dos láminas, que forman los contactos. La aproximación del campo magnético de un imán hace que las láminas se enderecen y se apoyen una contra la otra, estableciendo el contacto eléctrico, como vemos en la figura 1.

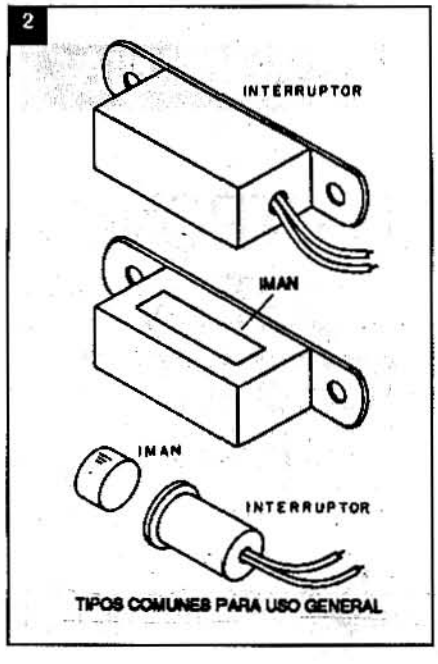
Los interruptores de este tipo, recomendados para utilización en alarmas, pueden tener formatos apropiados, como muestra la figura 2, en que ya tenemos el imán y el propio interruptor instalados en soportes de fácil fijación.

Sin embargo, incluso estos conjuntos, apropiados para el uso en alarmas, pueden ser empleados en aplicaciones diferentes, como explicaremos en el transcurso del artículo.

El punto principal que hay que tomar en consideración para la utilización de estos interruptores es el que se refiere a sus características eléctricas.

Estos interruptores no son proyectados para que operen con corrientes elevadas. La corriente máxima que soportan sus contactos está alrededor de 200 mA, lo que significa que, en la utilización en cualquier sistema de control de mayor potencia, deben usarse circuitos intermedios, que serán ejemplificados más adelante.





Control de nivel de líquidos

El nivel de tanques, de recipientes diversos o incluso de instrumentos de un laboratorio de química puede ser fácilmente controlado con el sistema propuesto en la figura 3.

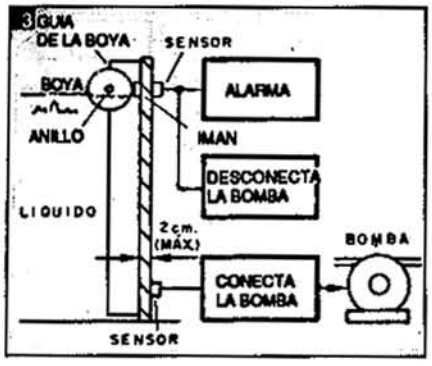
En este sistema, que no hace conexión eléctrica alguna con el líquido, lo que es importante si éste es combustible, una boya tiene un pequeño imán sujeto y corre por un riel, tubo o guía, de acuerdo con el nivel controlado.

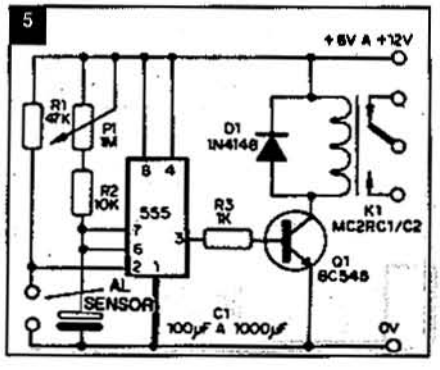
Los reed-switches, o llaves magnéticas, son instalados del lado externo de la pared del tanque, en lugares donde se quiera accionarlos.

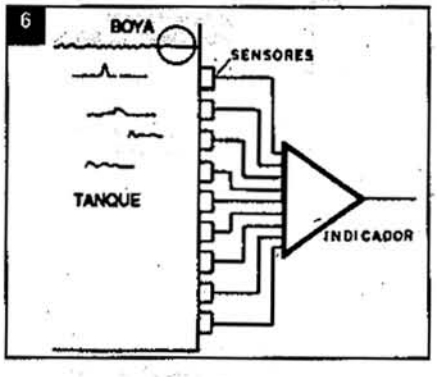
En la figura 4 damos un circuito simple de accionamiento de relé que puede controlar una alarma o bien una bomba de líquido. En el nivel más alto se hará la desconexión de la bomba y accionamiento de la alarma.

Un circuito interesante es el que muestra la figura 5, en que tenemos la inversión temporizada del sistema con integrados 555.

El tiempo de inversión de un sistema







en los niveles controlados puede ser ajustado en el potenciómetro y es dado básicamente por el capacitor C1. Con un capacitor de 1000 µF y un potenciómetro de 2M2, obtenemos un tiempo de aproximadamente una hora.

Está claro que, en un sistema en que se desea la indicación del nivel del tanque de una forma más precisa, se pueden usar diversos interruptores magnéticos, como muestra la figura 6.

En este caso, sin embargo, la ubicación debe ser tal que no existan puntos intermedios "muertos", en que el imán no accione ninguno de ellos.

Para pequeños interruptores magnéticos, como los utilizados en algunos de nuestros prototipos y que se encuentran en el comercio especializado, la acción del imán se hace a una distancia de hasta 2 cm, lo que es una separación ideal entre cada unidad y también el espesor máximo de la pared del tanque.

Por supuesto que mediante la utilización de imanes más potentes, se puede ampliar esta distancia.

Recuento de objetos de pasaje

El número de vueltas que da una pieza en una máquina o el recuento de objetos puede ser realizada con la utilización de los interruptores en la forma que muestra la figura 7.

Normalmente, los interruptores son suficientemente rápidos para responder a velocidades de pasaje elevadas. Para una pieza en rotación, valores en la banda de hasta 600 rpm pueden ser respondidos con facilidad.

Sin embargo, para la obtención de pulsos apropiados para la excitación de circuitos contadores, deben usarse elementos adicionales.

En la figura 8 tenemos un monoestable con el 555, en que la salida es una señal perfectamente rectangular, compatible con las características de entrada de contadores TTL y CMOS.

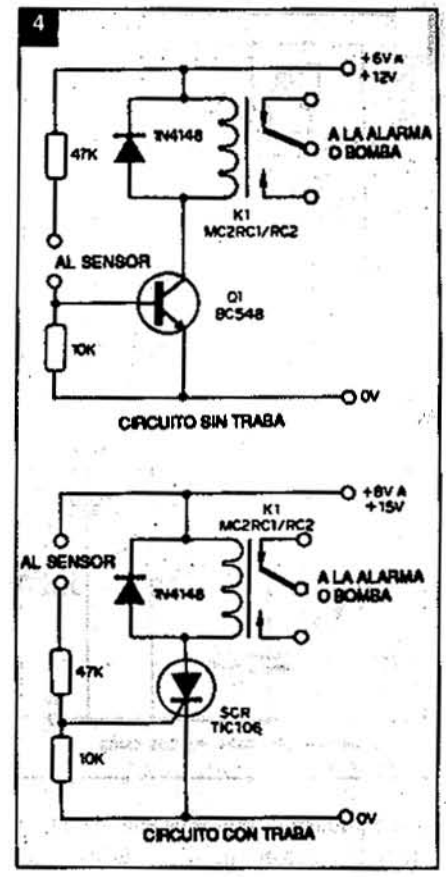
Los componentes R2 y C1 deben ser calculados para obtener un tiempo de salida (t) no mayor que el intervalo mínimo entre los pulsos que vamos a contar.

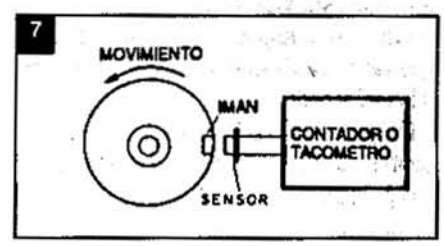
La fórmula para calcular este tiempo es:

$$t = 1{,}1 \times R2 \times C1$$

En la figura 9 tenemos un conformador de impulsos, usando el integrado CMOS 4081, que consiste en 4 puertas AND. Solo una de estas cuatro puertas se usa en conjunto con un transistor, a fin de obtener pulsos rectangulares. Estos pulsos pueden usarse en un contador.

Con este mismo circuito, podemos elaborar fácilmente un tacómetro, en que la producción de los pulsos la hace el pasaje de un imán cercano a un interruptor magnético. Un circuito analógico para recuento de impulsos, o sea, un tacómetro,



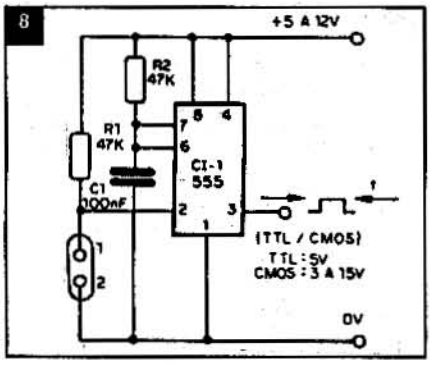


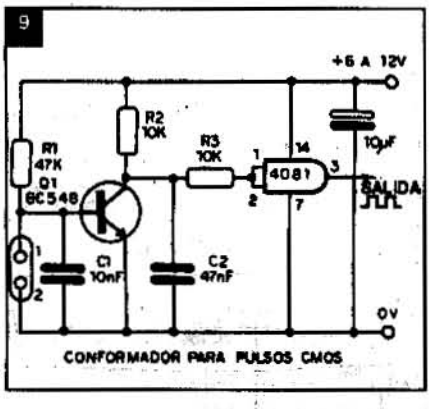
aparece en la figura 10. Este circuito tiene por base un integrado 555 en la configuración monoestable, en que la constante de tiempo R1/C1 determina la rotación máxima que se puede medir, o sea, el intervalo mínimo entre los pulsos.

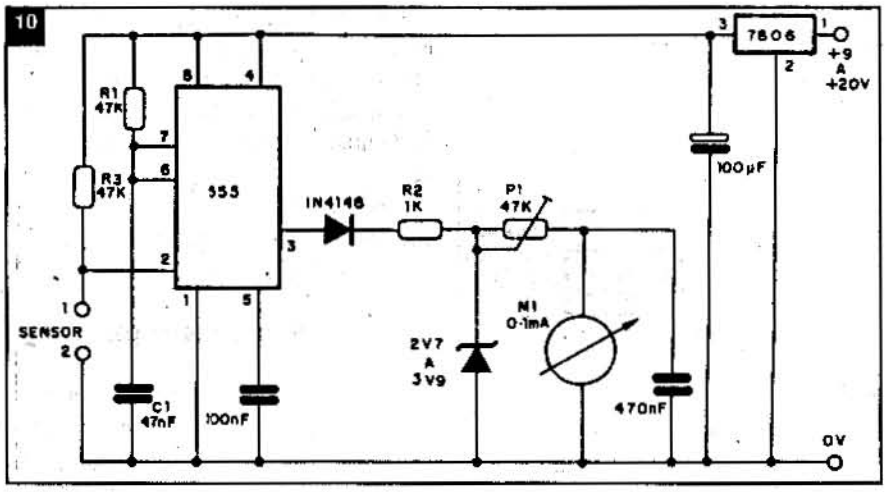
Los pulsos de entrada, provenientes del sensor magnético, son aplicados al pin 2 del integrado, llevando su salida al nivel alto por un tiempo determinado por los valores de R1 y C1.

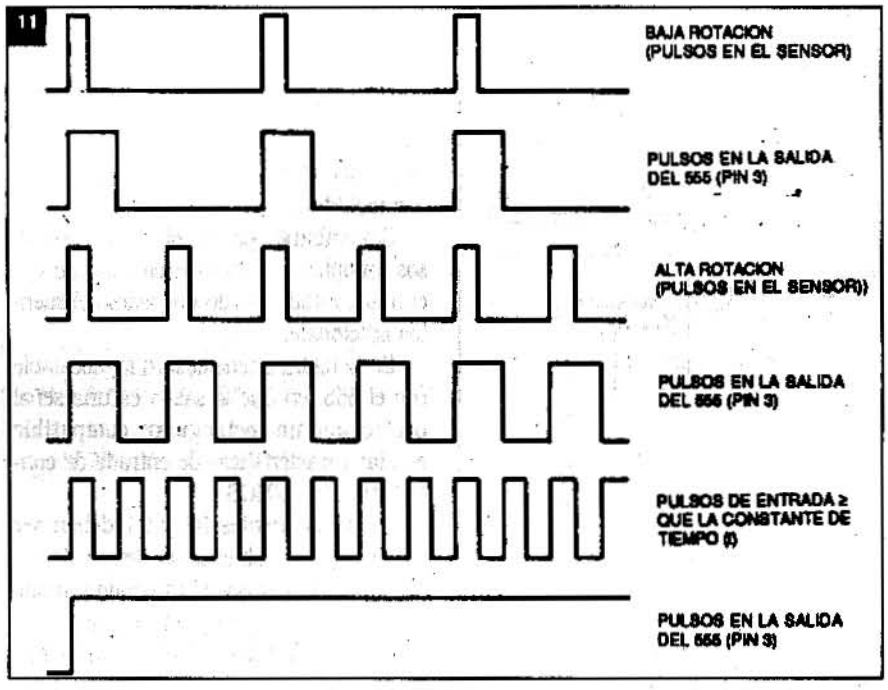
El diodo zener, el potenciómetro de ajuste (P1) y el capacitor en paralelo con el instrumento, determinan la constante de integración de la señal de salida.

Obtenemos de esta forma una indicación de corriente proporcional a la rota-









ción o número de pulsos de entrada. En la figura 11 tenemos las formas de las señales de salida y la corriente media en el instrumento indicador para números pequeños y grandes de impulsos por segundo en el sensor.

Observe que la indicación de máximo ocurre cuando el intervalo entre los pulsos de entrada se iguala a la constante de tiempo del monoestable o sea, cuando no existe intervalo entre los pulsos de salida, que se mantienen constantemente en el nivel alto.

La alimentación de este circuito puede hacerse con tensiones entre 9 y 20 V, debiendo ser utilizado un regulador intermediario para garantizar la precisión de indicación. En el caso, este regulador es un integrado 7806.

Inversión a partir de impulsos

Una aplicación interesante para los sensores magnéticos es la parada o inversión de un sistema mecánico cuando la posición de una pieza alcanza cierto punto.

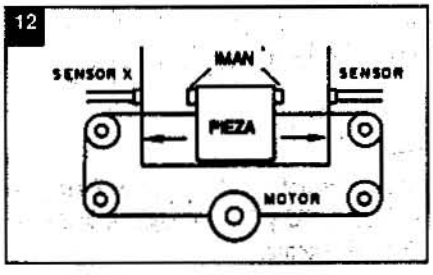
En la figura 12 mostramos un ejemplo, en que el motor debe ser desconectado de su sentido de rotación invertido, cuando la pieza llega a la posición X. En este punto se coloca el sensor magnético, mientras que el imán es sujeto al objeto movible.

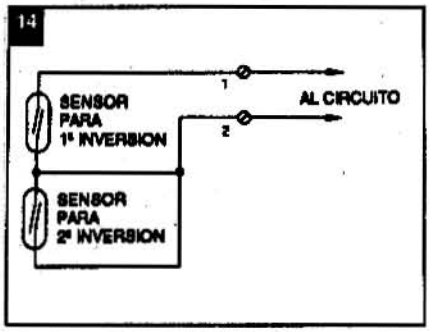
El circuito de accionamiento es un biestable, mostrado en la figura 13. Vea que en las entradas 1 y 2 de este circuito podemos conectar un único sensor magnético o un par de ellos.

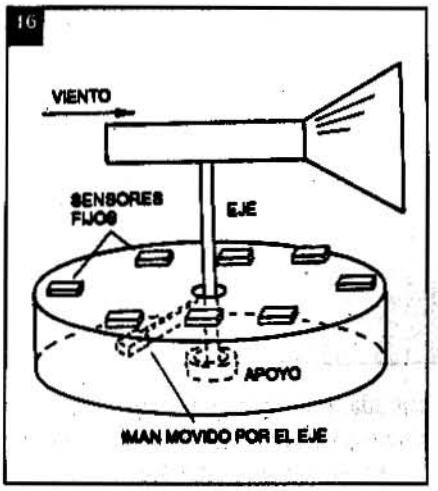
En el caso de un sensor único, tendremos también un interruptor de presión o un relé en paralelo, como muestra la figura 14, a través del cual tenemos el comando externo para nueva inversión.

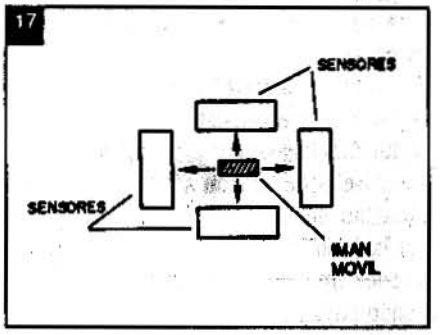
Con dos interruptores en paralelo tenemos una inversión continua en dos puntos del recorrido del objeto (en el caso, X e Y de la figura 12).

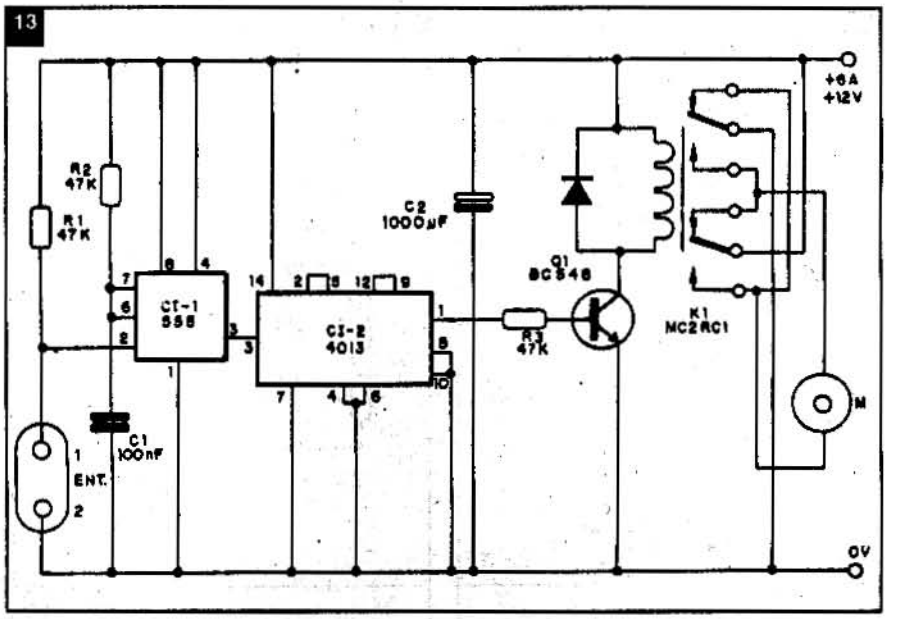
El objeto controlado por el motor tendrá, entonces, un movimiento de vaivén

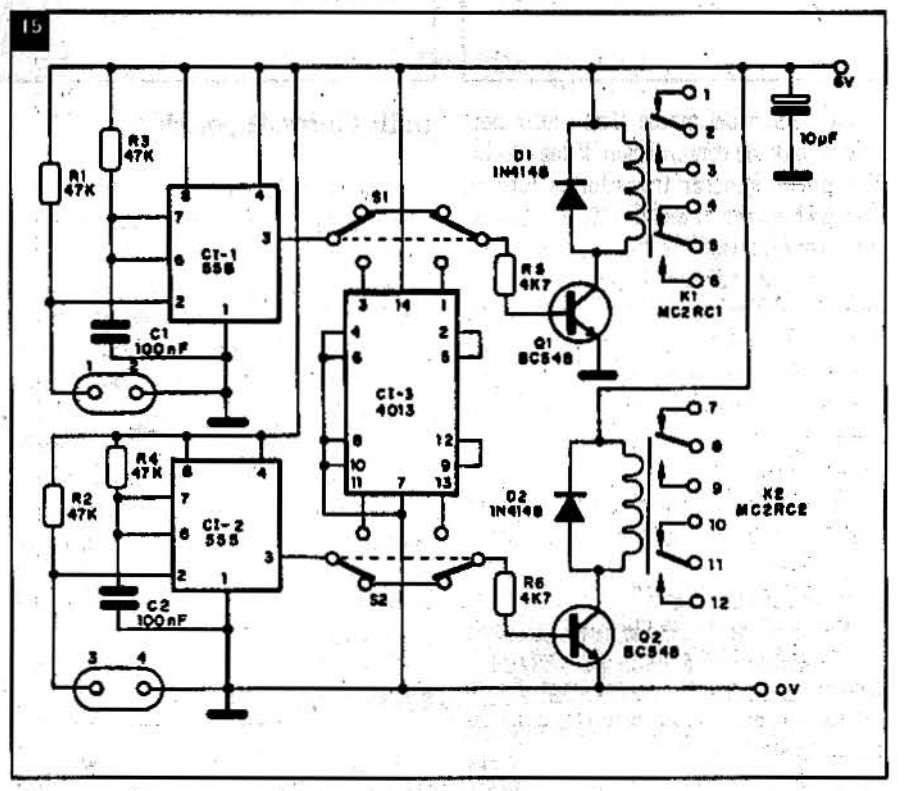












continuo, y la ventaja del sistema es que este recorrido puede ser alterado por el cambio de posición de los imanes de control o de interruptores en las posiciones de referencia.

El circuito consiste en un biestable, en que el pulso de comando es producido por un monoestable 555. La finalidad básica de este monoestable es evitar repiques del interruptor de láminas, que podrían llevar al circuito a un funcionamiento inestable.

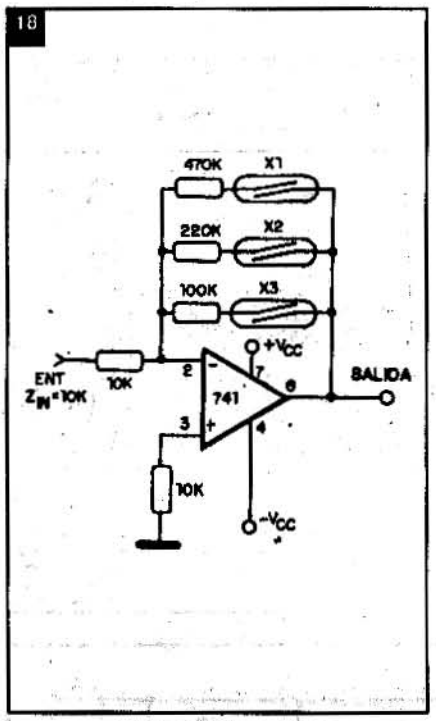
La constante de tiempo de este circuito es dada por R2 y C1 y depende de la aplicación del sistema.

El biestable en sí, tiene por base la mitad de un 4013, CMOS.

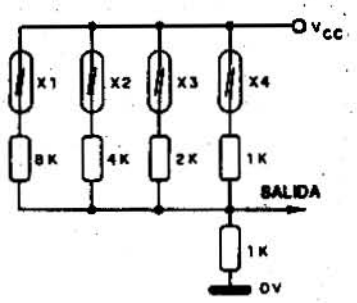
En un primer impulso, producido por sensores conectados a las entradas 1 y 2, tenemos la operación del relé. En el pulso siguiente, el relé se desconecta y el ciclo se repite, mientras la alimentación esté conectada. El circuito puede ser alimentado con tensiones de 6 ó 12 V, bastando solamente elegir el relé apropiado. Para 6 V podemos usar el MC2RC1 y para 12 V, el MC2RC2.

En algunos tipos de aplicaciones, como por ejemplo en la inversión de motores de corriente continua, puede ser necesario el uso de una fuente separada para la

18



19



POSICION				TENSION DE SALIDA
X1	X2	X3	X4	
0	0	0	0	0
0	0	0	1	Vcc/2
0	0	1	0	Vcc/3
0	1	0	0	Vcc/5
1	0	0	0	Vcc/9
0	0	1	1	2/5 Vcc
0	1	0	1	4/9 Vcc
0	1	1	1	4/11 Vcc
1	0	1	1	13/21 Vcc
1	1	0	1	11/21 Vcc

alimentación del motor. Esto ocurre porque el ruido de conmutación de las escobillas puede generar transitorios fuertes que, incluso con el uso de C2, ocasionarían la conmutación errática del biestable.

El circuito del Módulo de Control aparece en la figura 15. Como podemos ver, tenemos dos relés que pueden ser llevados a operación biestable o monoestable, según las posiciones de las llaves S1 y S2, a partir de señales de control aplicadas a las entradas 1, 2, 3 y 4.

Las señales consisten en la puesta a tierra momentánea del pin 2 del 555, o sea, por el corto momentáneo entre los puntos 1 y 2 o bien 3 y 4.

La constante de tiempo de los circuitos monoestables está dada por R3/C1 y R4/C2.

En la aplicación monoestable pura, el capacitor de cada integrado puede ser aumentado hasta 1000 µF y el resistor hasta 2M2, de modo de obtener largos intervalos de temporización.

El circuito puede ser alimentado con tensiones de 6 ó 12 V, bastando apenas elegir el relé apropiado.

Vea que, en todas las aplicaciones, nada impide que diversos sensores sean conectados a la misma entrada.

Indicadores de posición

Una Rosa de los Vientos electrónica puede ser implementada fácilmente en función de interruptores magnéticos, como sugiere el dibujo de la figura 16.

Cada sensor es colocado en una determinada posición de indicación y en la parte móvil, que es accionada por el viento, tenemos un pequeño imán.

Este mismo principio puede ser usado en la elaboración de un joystick o incluso un comando de posición para microcomputadora por acción magnética como muestra la figura 17. Será accionado el interruptor magnético que esté alineado con el imán de la parte móvil.

Otras aplicaciones

En la figura 18 tenemos un interesante circuito de control magnético de ganancia para un amplificador operacional.

Dependiendo del interruptor accionado, por la presencia del campo magnético de un imán, tenemos un resistor de valor diferente colocado en el circuito de realimentación. Como la ganancia depende de este resistor, o mejor, de la relación entre este resistor y el resistor en serie con la entrada, con diversos resistores tenemos diversas ganancias posibles.

Así, en el circuito ejemplificado, estas ganancias son de 10, 22 y 47 veces. Pero está claro que se pueden emplear otros valores.

En la figura 19 tenemos un circuito interesante, que consiste en un conversor digital/analógico, en que se obtienen varios niveles de tensión a partir de la combinación de los interruptores, activados por la acción de campos magnéticos de pequeños imanes. Este circuito puede ser usado para la indicación remota de posiciones, asociado, por ejemplo, a la Rosa de los Vientos que ya vimos, utilizándose para la transmisión de datos un único conductor.

Un instrumento analógico conectado a la salida de este circuito proporciona una indicación que permite saber cuáles son las llaves activadas en cada instante.

Conclusión

Evidentemente, no vimos todo lo que puede hacerse con interruptores magnéticos. Basadas en los circuitos que dimos en este artículo, creemos que se pueden idear muchas otras aplicaciones. ✪

CONTROL REMOTO DE SINTONIA

Describimos en este artículo un modo simple de modificar la frecuencia de sintonía de un circuito de alta frecuencia sin los problemas de la influencia de un cable largo. Con esto, se pueden hacer controles remotos para circuitos que operan en la banda de FM o VHF, utilizando cable y sustituyendo el tradicional capacitor variable por un potenciómetro.

Por Newton C. Braga

Los diodos de sintonía o varicaps pueden ser usados en muchas aplicaciones prácticas interesantes. Una de ellas se describe en este artículo sirviendo de base para un control remoto de sintonía que se puede usar tanto en receptores como en transmisores.

La influencia que un cable largo puede tener en un circuito de este tipo es eliminada con la utilización de un control DC (corriente continua) donde el tradicional trimer o capacitor variable es sustituido por un trimpot o incluso un potenciómetro.

Con un varicap BB809 ó BB909 podemos operar el circuito en la banda de VHF, FM o hasta UHF. Con varicaps de mayor capacidad o mayor banda de variación podemos utilizar el circuito en la sintonía de ondas medianas y cortas.

Es claro que el varicap original también sirve para frecuencias más bajas pero con el barrido de una banda más estrecha de frecuencias, pues su capacidad máxima es de algunas decenas de picofarad.

Para obtener una banda de capacidades mayor que la que puede barrer un único varicap sugerimos la conexión de dos o más unidades en paralelo.

Daremos en el artículo las bandas de capacidades de algunos varicaps comunes en nuestro mercado.

Como funciona

Los diodos comunes cuando son polarizados en sentido inverso se comportan como pequeños capacitores. La juntura, que no conduce en estas condiciones, hace las veces de dieléctrico mientras que el ánodo y el cátodo funcionan como las armaduras de un capacitor.

Cuando aplicamos tensión en el sentido inverso, la juntura tiene su región "ensanchada" en función de esta tensión, disminuyendo así la capacidad presentada por el dispositivo, como sugiere la fig. 1.

De esta forma, tenemos un dispositivo en que la capacidad es inversamente proporcional a la tensión inversa aplicada. Se fabrican diodos con superficies de juntura elevadas para proporcionar capacidades elevadas.

Los diodos así obtenidos son denominados diodos de capacidad variable, diodos de sintonía o simplemente varicaps.

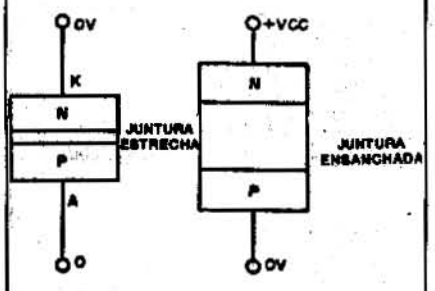
Estos diodos pueden sustituir los tradicionales capacitores variables en los circuitos de sintonía, bastando para eso que un circuito de corriente continua sea usado en su control.

En la figura 2 tenemos un ejemplo de circuito de sintonía con varicap.

El potenciómetro funciona como un divisor de tensión, proporcionando la tensión al varicap que determina entonces la capacidad que el mismo presenta en el circuito.

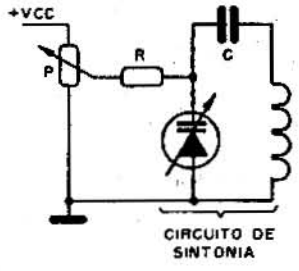
El capacitor C aísla el circuito de corriente continua del circuito de sintonía

1



Efecto de la tensión inversa en la juntura de un diodo.

2



Uso de varicap en circuito de sintonía.

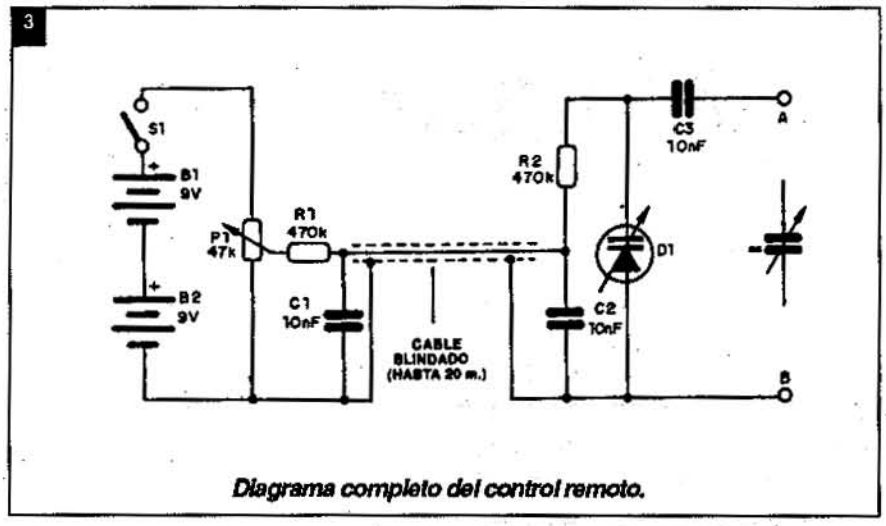
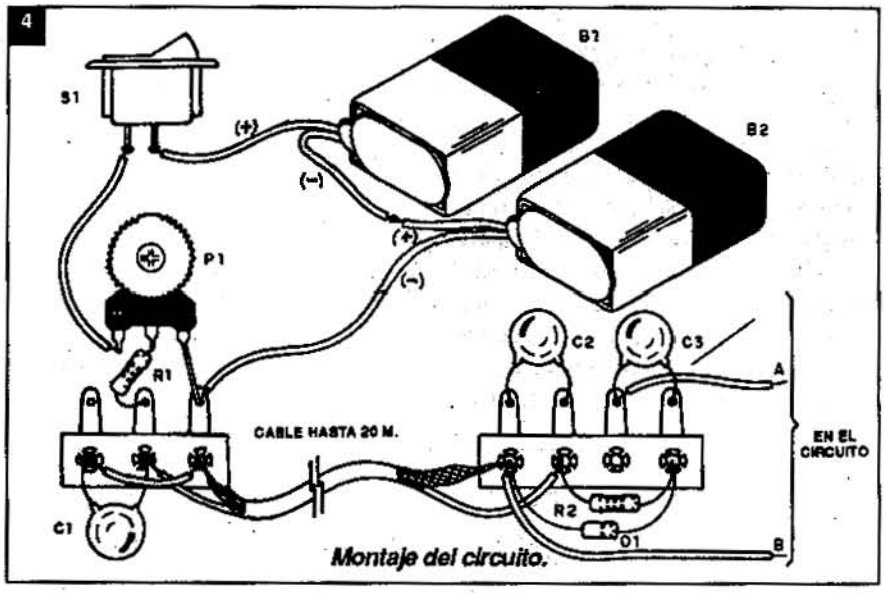


Diagrama completo del control remoto.



Montaje del circuito.

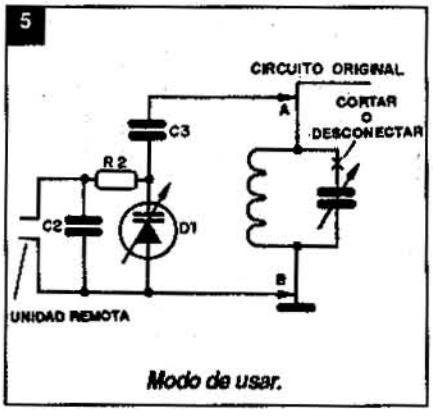
propiamente dicho. Tenemos entonces un control de frecuencia en que el elemento actuante es un potenciómetro operando con corriente continua.

Nuestro proyecto tiene esta estructura básica: utiliza dos baterías de 9V para proporcionar 18V de alimentación al varicap. Como la corriente exigida es muy baja, la durabilidad de las baterías será muy larga.

Un cable blindado permite aplicar la tensión en el varicap a distancia. Este cable puede tener hasta 20 metros de largo. El varicap estará asociado al circuito que se pretende controlar.

Algunos diodos que se pueden usar en este circuito son:

- BB119 - capacidad de 20 a 25 pF con 4 V. La capacidad varía de 1,3 veces por lo menos cuando la tensión varía de 4 a 10 V.
- BB809 - capacidad menor de 18 pF con 1 volt. La capacidad varía de 8 a 10 veces cuando la tensión varía de 1 a 28 V.
- BB909A - capacidad mayor que 31 pF con 1 V. Esta capacidad varía de 12 a 15 veces cuando la tensión varía de 1 a 28 volt.



Modo de usar.

Montaje

El circuito completo del control remoto de sintonía aparece en la figura 3.

En la figura 4 tenemos el montaje del sistema que se puede instalar en una pequeña caja plástica.

El potenciómetro debe ser lineal de buena calidad, ya que las fallas de cursor pueden provocar saltos en la frecuencia sintonizada.

Los capacitores deben ser cerámicos y los resistores de 1/8W.

La conexión del sistema debe ser hecha como muestra la figura 5, para el caso de un variable simple.

Observe que el variable original es desconectado al conectar varicap.

Si el aparato en que se desea hacer la alteración tuviera variable doble, debemos montar dos unidades iguales con un potenciómetro doble en el control ya que tenemos dos variables cuya capacidad debe ser alterada simultáneamente. Un retoque en los trimers deberá hacerse eventualmente para que se obtenga sensibilidad en toda la banda. Si no hubiera cobertura total de la banda eso significa que el varicap usado no cubre la misma banda de frecuencias que el capacitor original. ✪

LISTA DE MATERIALES

D1 - BB809 ó equivalente - ver texto
B1, B2 - 9 V - baterías
S1 - interruptor simple
P1 - 47k ó 100 k - potenciómetro lineal
R1, R2 - 470 k - resistores (amarillo, violeta, amarillo)
C1, C2, C3 - 10 nF - capacitores cerámicos.
Varios: puente de terminales, cable blindado (hasta 20 metros), conectores para las baterías, caja para montaje, cables, soldadura, etc.

LEDs PARPADEANTES

Primera Parte

En el rango de los componentes optoelectrónicos los diodos emisores de luz reclaman el primerísimo lugar en virtud de la multiplicidad de tipos disponibles. Además de los LEDs "standard", familiares durante muchos años, encontramos disponibles un número especial de diodos. En estas entregas analizaremos su funcionamiento y aplicaciones.

por Friedhelm Eckoldt

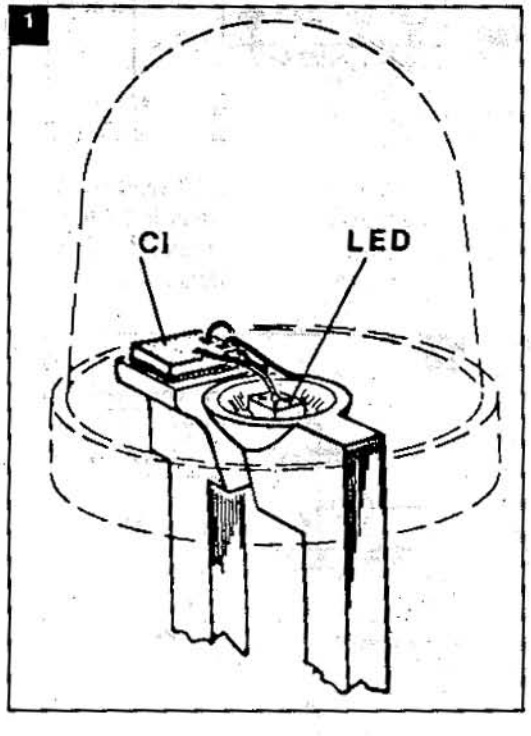
Los distintos tipos de LEDs , disponibles en el mercado, son:

1 LEDs de símbolos
2 Barras de luz
3 LEDs bicolores
4 LEDs parpadeantes

Mientras que en el caso de los tres primeros tipos nombrados la característica de importancia es la variedad de forma y color de la superficie emisora de luz, los LEDs parpadeantes pertenecen a la clase llamada displays inteligentes. Aquí la combinación de un típico componente semiconductor discreto (un LED) y un circuito integrado produce un nuevo tipo de componente.

Todos los tipos de LEDs tienen la propiedad común de emitir luz roja, roja naranja, amarilla o verde, cuando pasa la corriente a través de ellos en la dirección de conducción. A diferencia de los LEDs standard, la luz de un diodo parpadeante se descompone en pulsos por medio de un circuito incorporado. Este parpadeo atrae la atención en mayor grado que una luz continua. Esto los hace adecuados como indicadores de advertencia. Los LEDs parpadeantes se conectan directamente y sin resistencia serie a una fuente de tensión de 5V. Un circuito extra de parpadeo, que antes era inevitable, ahora es completamente innecesario. Dado que los LEDs parpadeantes no necesitan más corriente que los LEDs standard, se pueden excitar del mismo modo por medio de circuitos integrados.

1



2 Principios y aplicaciones

2.1 Construcción

Todos los tipos de LEDs parpadeantes actualmente disponibles (ver Tabla 1) están construidos con el familiar envoltorio redondo de plástico de 5 mm con una lente hemisférica.

Además del chip emisor de luz, que está montado en un reflector, un CI-PMOS está montado en la segunda pata conectora (Fig. 1). En una superficie de casi 1 mm^2 contiene un oscilador, divisor de frecuencia, circuitos de arranque, circuito lógico y excitador de LED.El CI y el LED no están conectados en serie, sino que la tensión aplicada a los 2 terminales de conexión alimenta el chip del oscilador directamente, estando conectado el LED a la salida del segundo. La resistencia de los transistores excitadores MOS limita la corriente a través del LED. Esto es lo que permite que los LEDs parpadeantes sean alimentados con una fuente de tensión sin resistencia serie. En este aspecto, difieren de los LEDs stan-

Función	Nº de pins	Colores			
		rojo	naranja-rojo	verde	amarillo
Parpadeante,color simple	2	CQX21	V62 1P	V622 P	V623 P
Parpad. o continuo, color simple	3	CQX22			
Parpad. o continuo, bicolor	3		V628 P		
Exitador para leds adicionales	3		V626 P		

dard, los cuales debido al crecimiento rápido de la curva característica, siempre deben ser excitados a través de un dispositivo limitador de la corriente. El CI está protegido de la luz externa mediante una capa de laca negra. Esto se puede ver a través del encapsulado monocromático como oscuro, y es la única característica externa que los diferencia de un LED de 5 mm.

Los tipos de LEDs parpadeantes se pueden dividir en dos grupos:

1 Diodos parpadeantes standard con 2 conexiones (4 tipos actualmente)

2 Diodos parpadeantes especiales con 3 conexiones (3 tipos actualmente)

Existen LEDs parpadeantes con emisión roja, roja naranja, amarillo y verde. La lente de plástico es difusa y matizada apropiadamente para la luz emitida. Los LEDs parpadeantes standard están construidos con el encapsulado familiar de 3 polos de los LEDs bicolores de 5 mm. El color del encapsulado está de acuerdo con la función especial:

CQX 22 rojo difuso, dado que sólo un color se emite.

V626P claro, para buena visibilidad en distancias largas.

V628P blanco mate, para permitir la emisión bicolor.

2.2 Chip del circuito parpadeante

La Fig. 2 muestra el diagrama en bloques del LED parpadeante CQX22. El bloque interior ilustra el chip del circuito PMOS usado para todos los LEDs parpadeantes. Contiene un oscilador de 100kHz cuya señal de salida se reduce a 3Hz mediante un divisor por 15.

La parte del circuito llamada AFI, asegura que al aplicar la tensión de alimentación el circuito comienza con fase de encendido y que este pulso tiene la duración normal completa. El circuito AFI hace que el LED parpadeante operado con una corriente continua pulsante como la de un trazador de curvas emita luz continua. En el caso del tipo CQX22 la entrada de control I_{SW} permite conmutar de parpadeo (bajo nivel) a emisión continua (alto nivel). Una resistencia incorporada baja el potencial de la entrada al nivel bajo, de modo que en el estado desconectado se enciende la función de parpadeo. La salida O del divisor de frecuencia controla al transistor excitador de salida MOS. La salida OD de éste en todos los tipos de LEDs parpadeantes, está conectada al ánodo del chip LED.

2.3 Aplicaciones

Los LEDs parpadeantes se introducen en los aparatos eléctricos y accesorios de todo tipo principalmente como indicadores ópticos de advertencia. En casi todos los aparatos eléctricos domésticos e industriales, en máquinas y vehículos, existen 1 o más parámetros que requieren atención a fin de evitar daños tales como sobrecalentamiento.

Para tratar con los muchos tipos posibles de aplicación, existen actualmente 7 tipos diferentes de LEDs parpadeantes, y son factibles más si se necesitan.

No se encontrará ningún problema al usar los LEDs parpadeantes standard CQX21, V621P, V622P, V623P. Con sus dos teminales de conexión, requieren menos circuitos asociados que los LEDs standard pues se conectan sin resistencia serie, directamente a la fuente de tensión. Tienen sólo dos estados de funcionamiento: Fuera - Parpadeo. Los LEDs parpadeantes especiales CQX22, V626P y V628P, por otro lado, tienen un tercer terminal para funciones especiales:

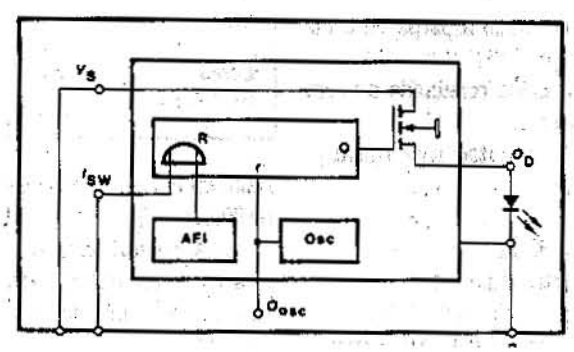
CQX22 permite una alarma gradual con 3 estados de funcionamiento:

Fuera - luz roja continua - luz roja parpadeante

V626P tiene una salida excitadora para LEDs adicionales (p. ej., el tipo adecuado CQX39). Con un cierto número de estos diodos, se puede construir un campo o banda de luz rojo naranja que es visible a grandes distancias y con altos niveles de luz ambiente. También se pueden juntar para formar símbolos de flecha que se pueden usar como signos de dirección en edificios. Su mínimo consumo de corriente les permite ser alimentados de pequeñas unidades de emergencia.

V628P se usa cuando se requiere que un solo componente indique los estados "NORMAL" y "ALARMA". Los 3 estados de

2



funcionamiento son:

Fuera - luz verde continua - luz roja-naranja parpadeante

La Tabla 2 muestra algunos ejemplos de aplicaciones de los LEDs parpadeantes.

Tabla 2 - Ejemplos de aplicación de LEDs parpadeantes

Aplicaciones	Significado de la señal parpadeante
Aparato doméstico	
Taladro eléctrico	Motor sobrecargado
Plancha de vapor	Se necesita agua destilada, cambiar el filtro
Horno eléctrico	Plato caliente sobrecalentado
Horno a gas	Se apagó la llama
Congelador	Temperatura interna demasiado alta
Mezcladora manual	Motor sobrecargado, compartimiento de agua vacío
Moledora de café	Vacío
Calefacción central a petróleo	Falla
Lavarropas	Demasiado lleno
Teléfono	Extensión en uso
Auto	
Sistema de luces	Lámpara descompuesta
Medidor de nafta	Tanque casi vacío (luz continua: llenar inmediatamente)
Alarma contra robo	Equipo fuera de operación
Freno manual	Freno aplicado
Medidor del sistema de enfriamiento	Motor sobrecargado
Presión de aceite	Nivel de aceite demasiado bajo
Cinturón de seguridad	Sin poner, fuera
Radio / Audio / Televisión / Video	
Receptor de TV	Unidad de control remoto en funcionamiento
Radiograbador	Cinta atascada o al final Listo para grabar Luz continua = grabación en progreso
Receptor de VHF - HiFi	Interferencia debido a la recepción multicanal
Instrumentos Electrónicos	
Verificación funcional	Falla en aparato u operación incorrecta
Calibración	Recalibración necesaria
Manejo de Datos	
Computadora	Pérdida de datos debido a un breve corte de alimentación
Impresora	Sin papel
Máquinas	
Pieza de trabajo	Atascada o en mala posición
Ajuste	Máquina incorrectamente ajustada
Monitoreo	Peligro de sobrecalentamiento
Otros	
Edificios	Signos de dirección

3 Características

3.1 Consumo de corriente

Con una fuente de 5V, el consumo de corriente de los LEDs parpadeantes durante la fase de funcionamiento está entre 10 y 30mA, típicamente 20mA. En la fase oscura, circula una corriente de casi 1mA (máx. 2mA), siendo ésta la corriente necesaria por el CI.

3.1.1 Dependencia con la Tensión de Alimentación

Mientras que el consumo de corriente en el estado apagado es prácticamente independiente de la tensión de alimentación, la corriente en el estado encendido aumenta mucho con el aumento de tensión, dado que aunque el transmisor de salida MOS del CI limita la corriente a través del chip LED, no la mantiene constante. No obstante, como se ve en la Fig. 3, la pendiente de esta característica es mucho menos pronunciada que la de un LED standard. Para un LED parpadeante típico, la resistencia diferencial a 20mA es más de 100Ω, comparada con los casi 3Ω solamente de un LED rojo de GaAsP.

Las curvas de la Fig. 3 se aplican a todos los tipos de LEDs parpadeantes standard (de 2 terminales) y especiales (de 3 terminales) bajo las siguientes condiciones:

CQX22 = conmutado a parpadeo o luz continua.

V626P = con salida conectada a tierra (sin LEDs adicionales)

V628P = sólo la mitad roja-naranja parpadeante.

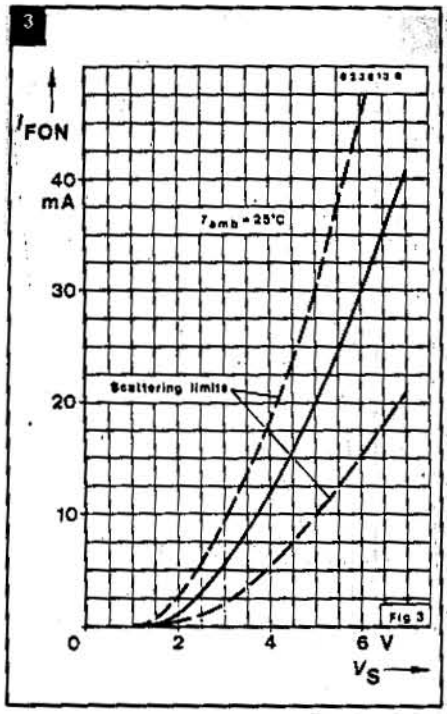
3.1.2 Dependencia con la temperatura

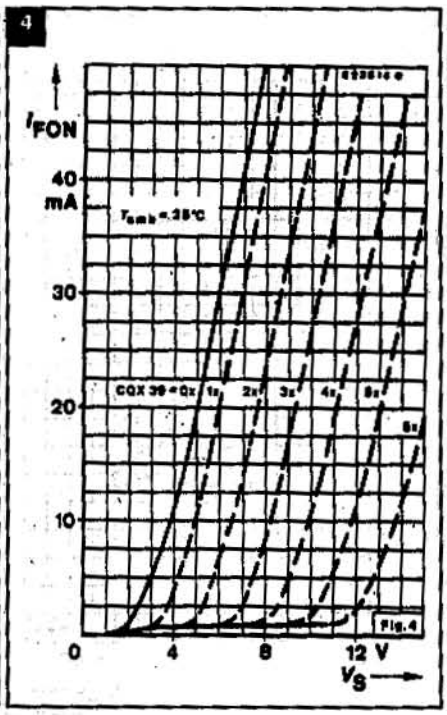
La corriente a través del LED parpadeante cae con el aumento de temperatura, tanto en el estado encendido como apagado (Figs. 6 y 7).

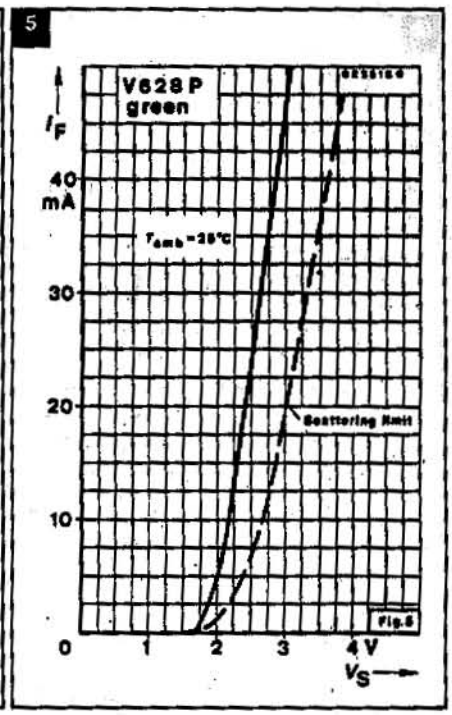
Esta disminución de la corriente es una característica del circuito MOS, que limita el consumo de corriente a mayores temperaturas por una especie de compensación térmica.

3.1.3 Máxima disipación de potencia permisible

Dado que la corriente en un LED parpadeante está limitada internamente, debe ser disipada por el encapsulado una potencia mucho mayor que en los LEDs, en





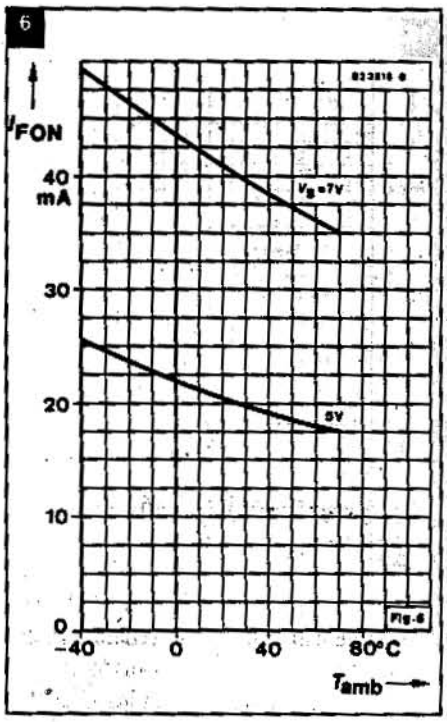


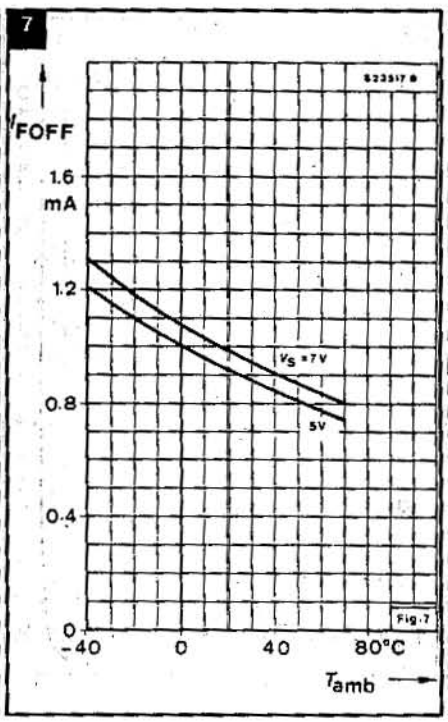
los cuales en general una resistencia serie externa disipa la mayor parte de la potencia. Antes de cualquier aplicación de los LEDs parpadeantes se debe hacer una verificación para ver si en el caso más desfavorable se excederá uno de los límites de carga.

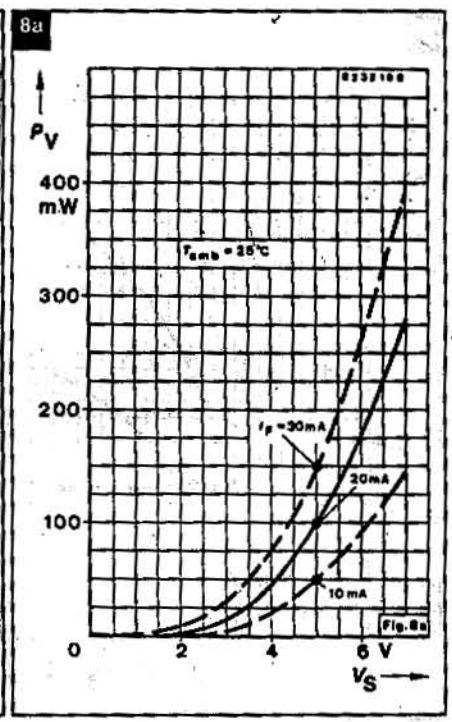
3.2 Tensión inversa

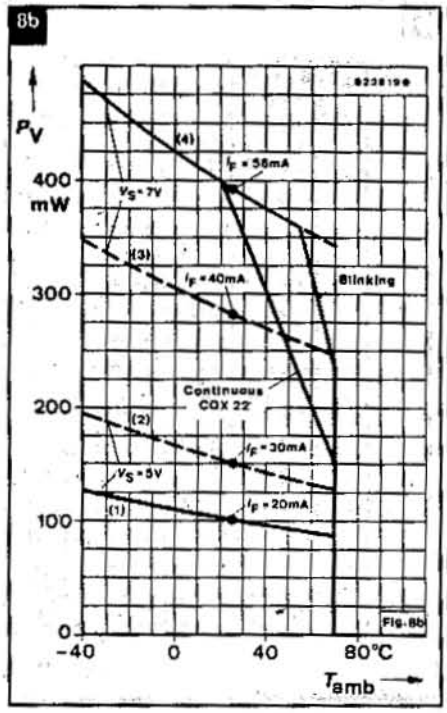
Comparados con los LEDs standard, los LEDs parpadeantes tienen una tensión inversa relativamente baja: entre 0,5 y 1V a 100µA. Esto significa que el CI MOS incorporado está polarizado incorrectamente, o sea, su diodo de sustrato está polarizado en la dirección de conducción. La corriente en esta dirección no debe exceder un valor de 20mA continuos para evitar el daño del chip MOS.

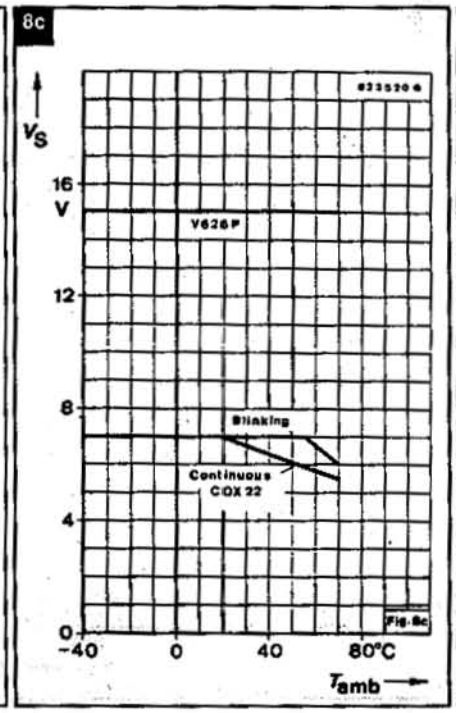
El valor de 0,4V indicado en la hoja de datos para la máxima tensión inversa

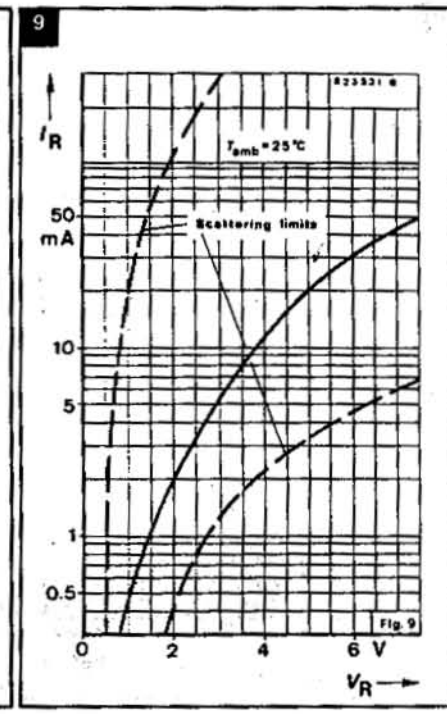












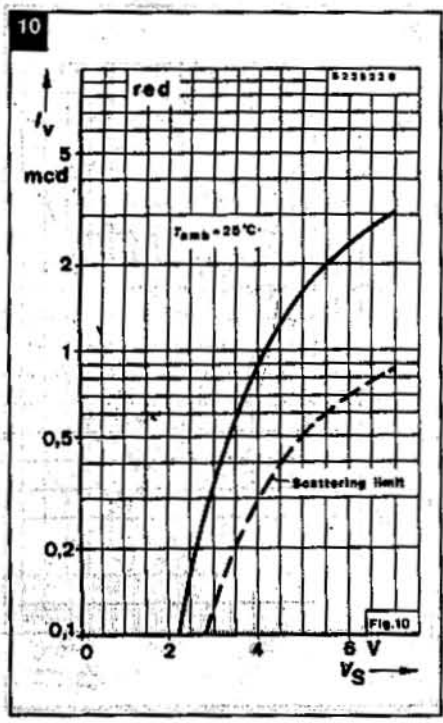
permisible se aplica a los CIs MOS en general e incluye un factor de seguridad.

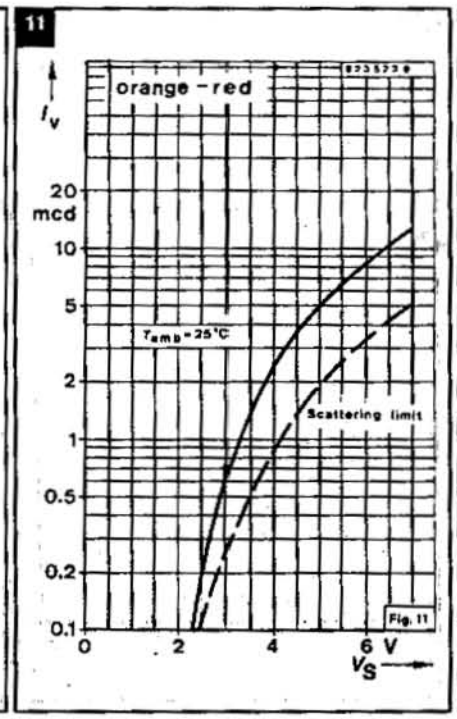
La Fig. 9 muestra las características de tensión inversa de los LEDs parpadeantes en una escala lineal-log, mostrando una curva típica y curvas extremas. Si un LED parpadeante está incorrectamente polarizado con una fuente de 5V, la corriente que circula a través del CI MOS puede ser de 3 a más de 300mA. Por lo tanto, se debe tener en cuenta que los LEDs parpadeantes individuales pueden soportar una tensión inversa sólo durante un corto período.

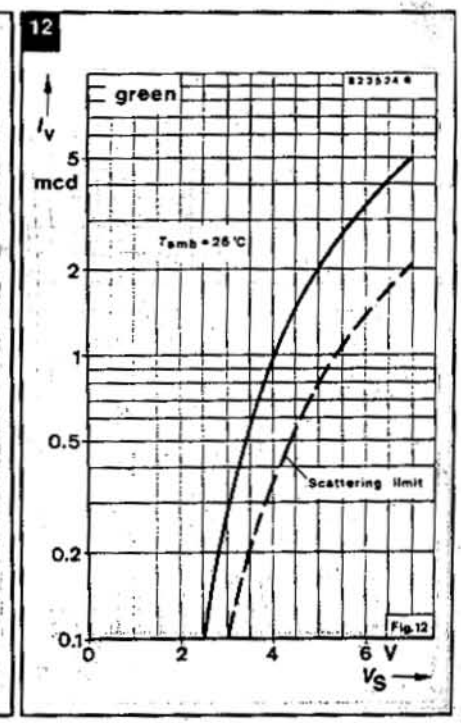
Si los LEDs parpadeantes se usan en circuitos en los cuales la tensión de alimentación puede invertirse, se debe tomar una de las siguientes precauciones:

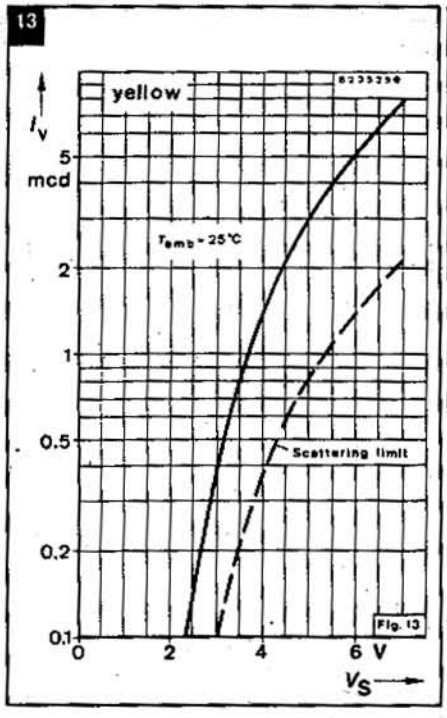
1 Limitar la corriente de alimentación a cerca de 20mA

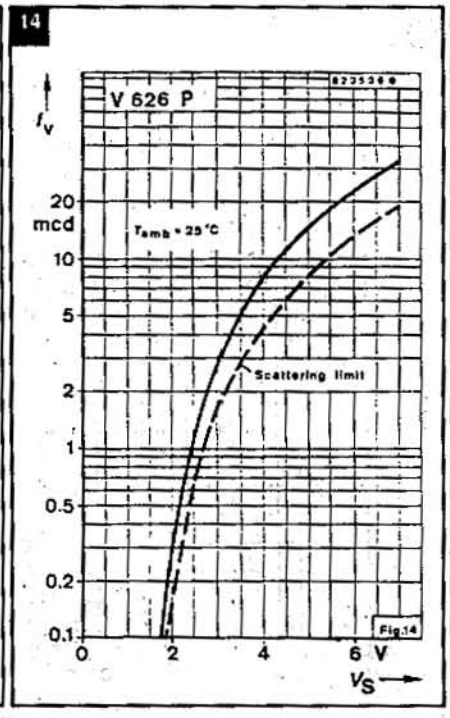
2 Conectar en serie un diodo de silicio

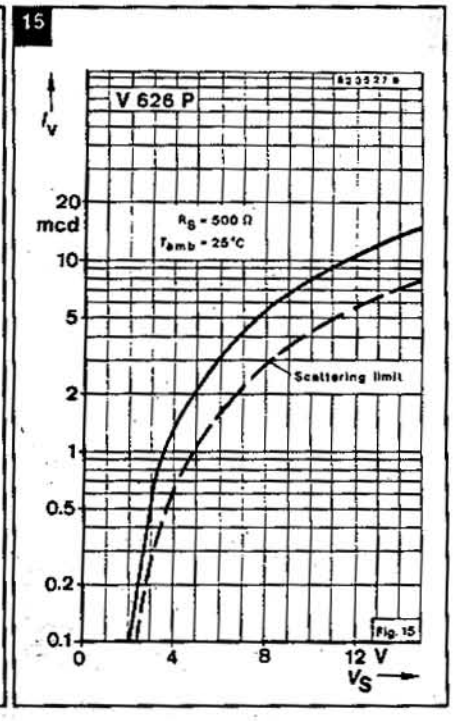












(aumentando la tensión de alimentación en 0,6V para compensar)

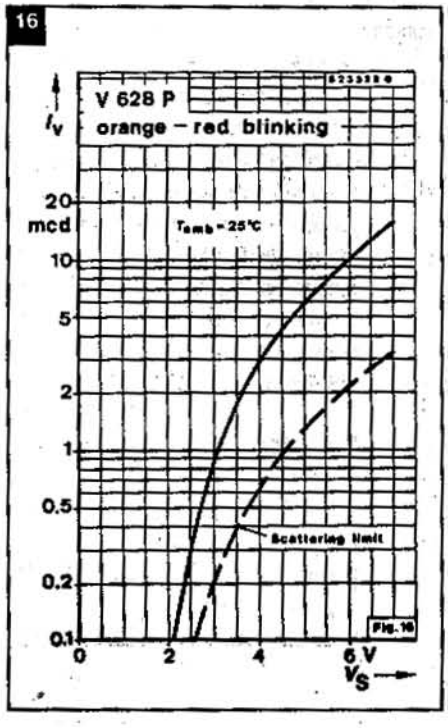
3.3 Intensidad luminosa

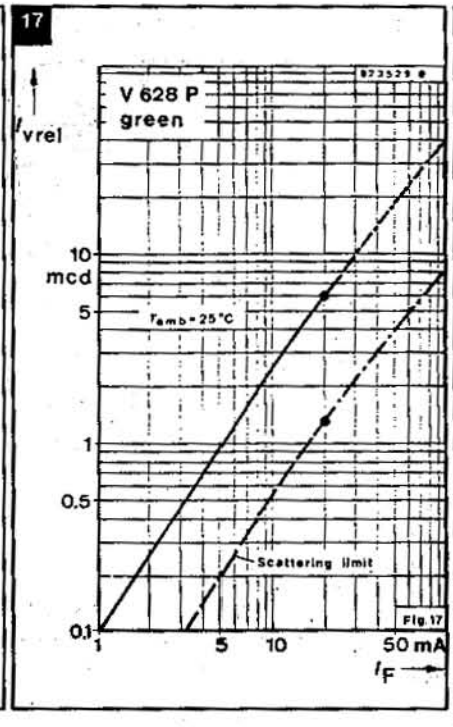
La frecuencia de un LED parpadeante es tan baja que el ojo humano puede separar fácilmente las fases de luz y de oscuridad. Por intensidad luminosa de un LED parpadeante se entiende el valor durante la fase de encendido y no el valor medio de las fases de luz y oscuridad.

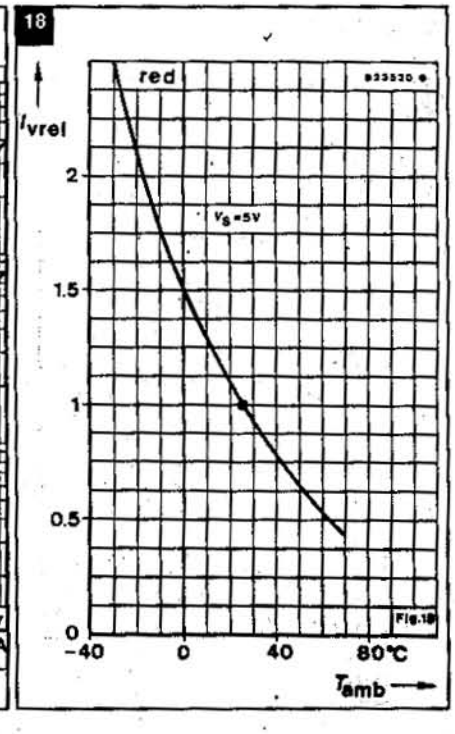
De acuerdo con la información dada por la hoja de datos, la corriente de alimentación de todos los diodos parpadeantes a 5V puede variar entre 10 y 30mA.

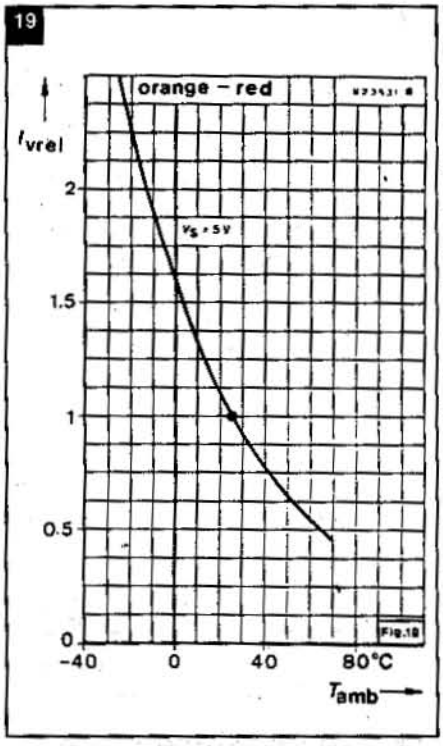
3.3.1 Dependencia con la tensión de alimentación.

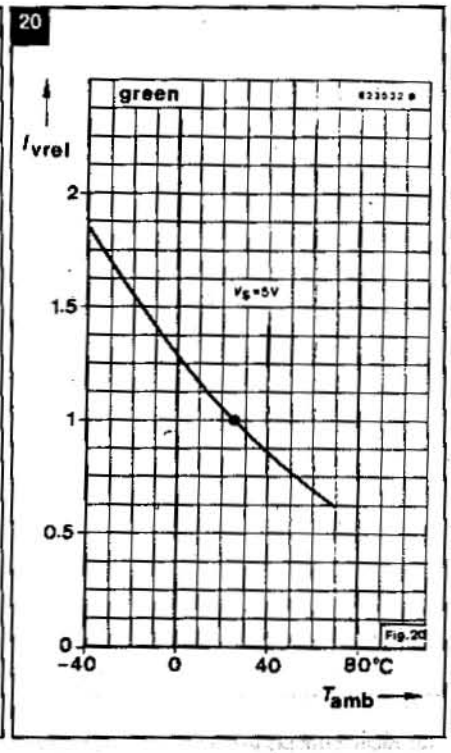
Los diagramas lineales-logarítmicos

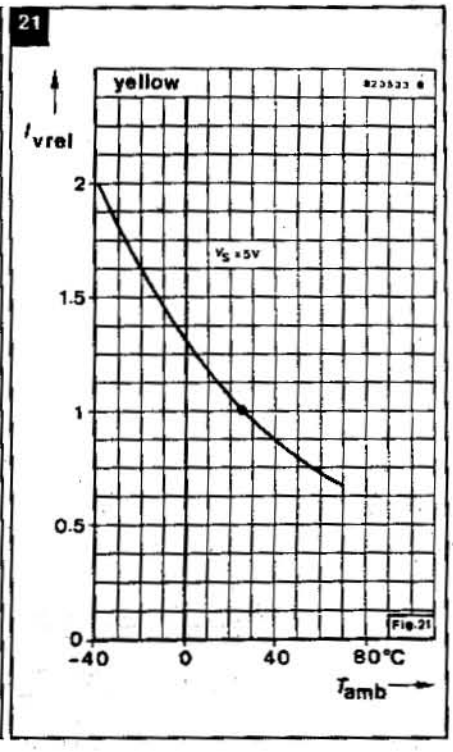










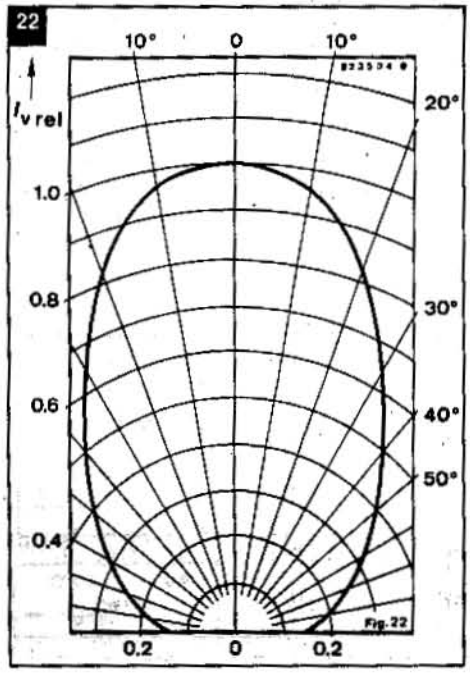


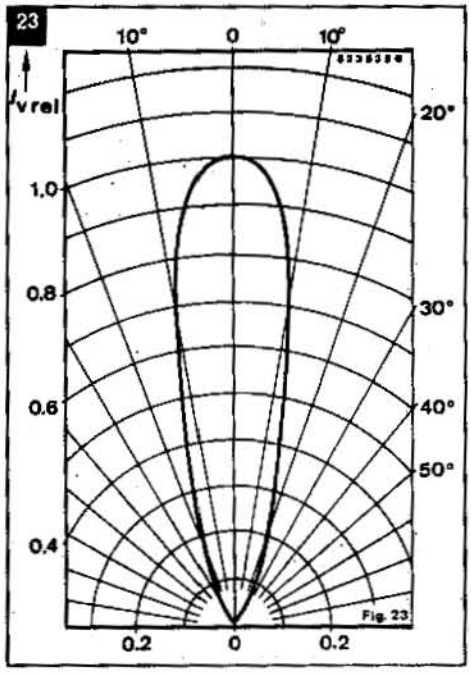
(figuras 10 a 16) muestran la intensidad luminosa en función de la tensión de alimentación desde 0V hacia arriba. De acuerdo al tipo, el LED parpadeante comienza a emitir luz continua débil entre 1,5 y 3V, aumentando rápidamente la intensidad. A los 3,3V ocurre la transición al modo de parpadeo. A valores superiores de la tensión de alimentación, el calentamiento interno del LED parpadeante produce un grado de saturación en la curva de intensidad.

3.3.2 Dependencia con la temperatura.

En todos los semiconductores transmisores (de radiación visible o infrarroja), la radiación emitida o corriente constante disminuye con el aumento de temperatura. La razón es que al aumentar la temperatura la red cristalina del semiconductor se exita más y se producen oscilaciones que favorecen la recombinación no-radiante de los portadores de carga inyectados.

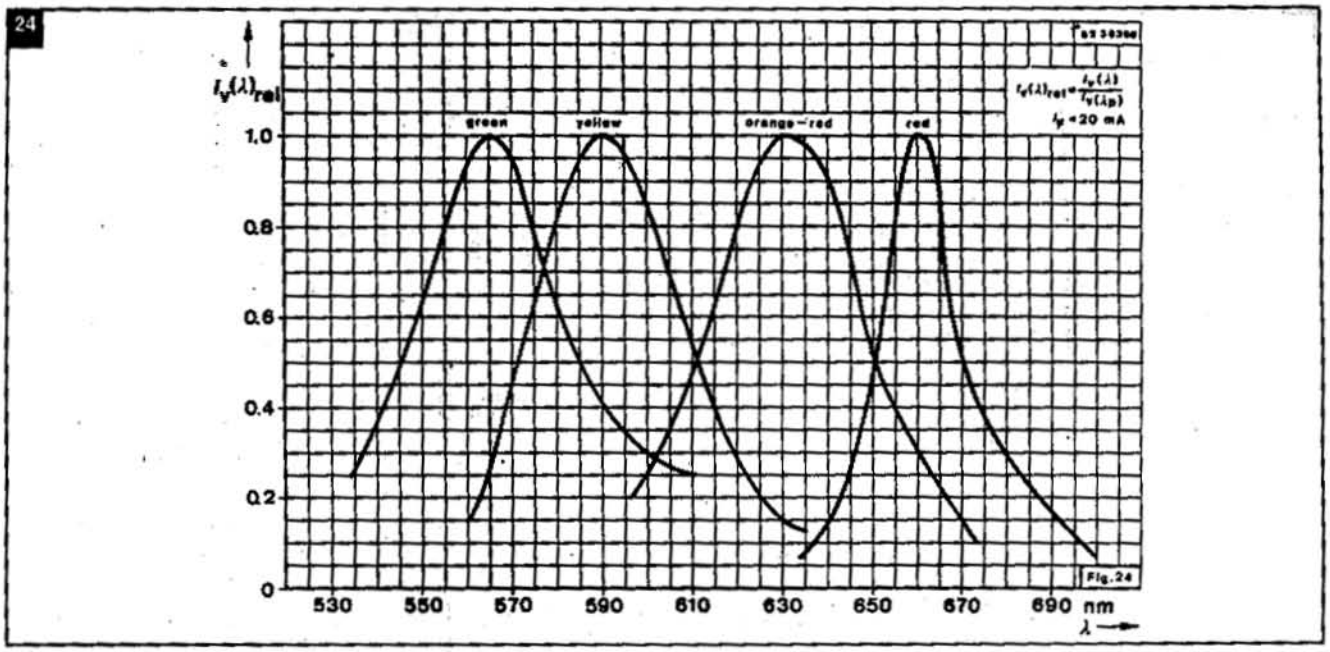
Con los LEDs parpadeantes, una causa adicional de la caída de intensidad entra en juego, y es que a tensión de alimentación constante, la corriente cae con el aumento de temperatura. Como se mostró en la sección 3.1.2, el coeficiente de temperatura de la corriente de conducción (fase luminosa) es = -0,35 % / K.





3.4 Distribución angular

La figura 22 muestra el diagrama polar de intensidad para los tipos de LEDs parpadeantes CQX 21, CQX 22, V 621 P, V 622 P, V 623 P, y V 628 P. Estos diodos tienen una lente difundida a fin de aumentar la intensidad cuando se observa de



costado. El ángulo de radiación calculado a partir del eje longitudinal es aproximadamente de 40°; por lo tanto, el ángulo completo entre los puntos de intensidad del 50% es 80°.

La figura 24 muestra el espectro de emisión de los LEDs parpadeantes; no es diferente de los LEDs comunes. En la tabla 3 vemos el material semiconductor usado en los chip LED, junto con la longitud de onda de la emisión pico y de la emision dominante (o sea, tal como lo evalúa el ojo humano).

3.6 Frecuencia de parpadeo

En todos los tipos de LEDs parpadeantes la frecuencia de parpadeo con una tensión de alimentación de 5V y una temperatura de 25°C es típicamente 3Hz, variando entre 1,3 y 5,2 Hz.

Se puede medir usando un fotodiodo (por ej. BPW 34) montado sobre la lente del diodo que se prueba y conectado a la entrada de alta resistencia de un frecuencímetro.

3.6.1 Dependencia con la tensión de alimentación

A través de todo el rango de la tensión de alimentación de 4,75 a 7V, la frecuencia de parpadeo aumenta con la tensión en 0,5Hz en promedio, o sea, a la velocidad de casi 0,2Hz/V o 7%/V.

3.6.2 Efecto de una resistencia serie

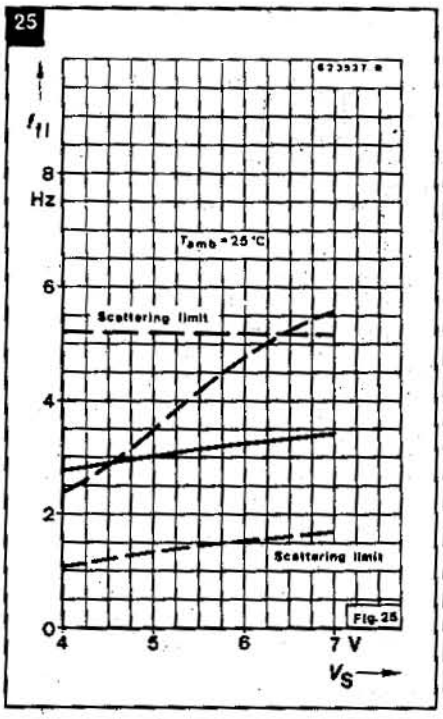
La corriente a través de un LED parpadeante varía típicamente entre 20mA en el estado de conducción y 0,9mA en el estado de bloqueo. Esta circunstancia debe recordarse si se desea conectar una resistencia en serie con el diodo, ya sea para excitarlo a una tensión superior a 7V o para poder derivar una señal eléctrica. La corriente fluctuante ocasiona una caída de tensión fluctuante sobre el resistor y, por lo tanto, una tensión variable sobre el LED parpadeante. La frecuencia y el ciclo de trabajo son afectadas por esto. Se debe asegurar que la tensión de alimentación no caiga debajo del nivel mínimo de 4,75V; de lo contrario, existe la posibilidad que el circuito AFI del CI (ver sección 2.2) pueda entrar en operación.

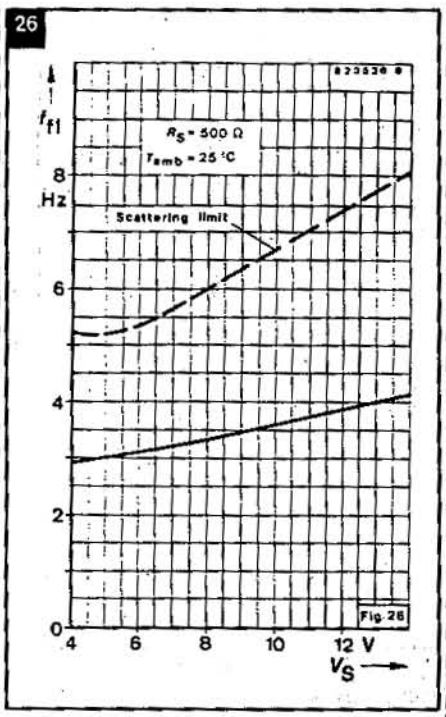
La figura 27 muestra la frecuencia de parpadeo en función de la resistencia serie.

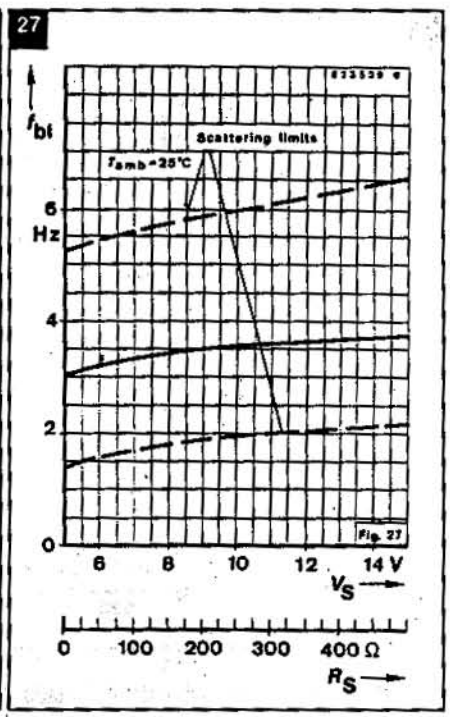
A medida que Rs aumenta, también la tensión de alimentación, de modo de mantener la tensión del diodo en el estado de conducción en 5V y así mantener la co-

Tabla 3

Color	*Material*	*Longitud de onda*	
		pico	*dominante*
verde	Gap:N en Gap	565	569
amarillo	GaAsP:N en GaP	590	588
naranja-rojo	GaAsP:N en GaP	630	625
rojo	GaAsP en GaAs	660	655







rriente constante. La tensión de alimentación del circuito se puede calcular de la siguiente manera:

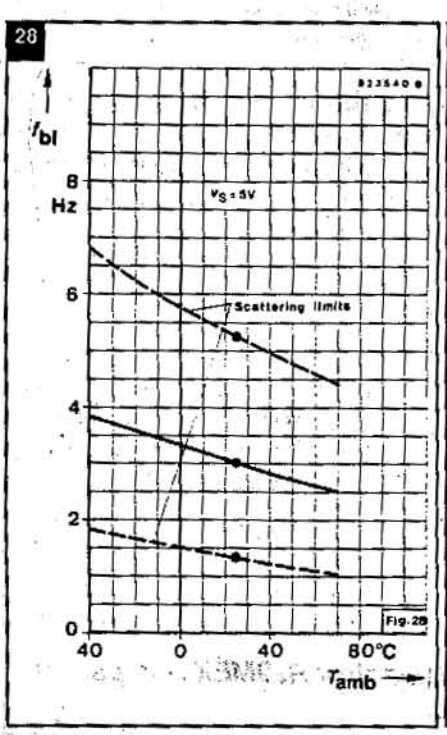
$$Vs = 5V + 20mA \cdot Rs\ (\text{en } K\Omega)$$

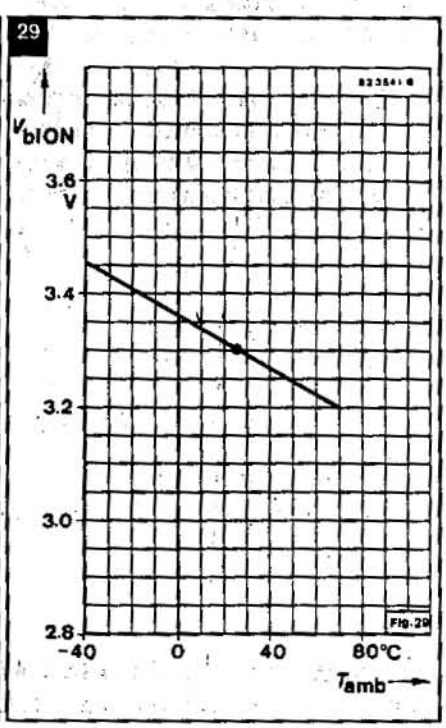
3.6.3 Dependencia con la temperatura

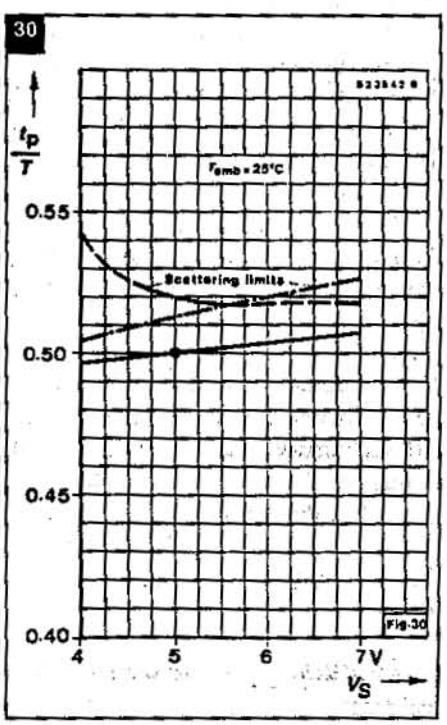
Como muestra la figura 28, la frecuencia de parpadeo cae con el aumento de temperatura. Un típico LED parpadeante con una frecuencia de 3Hz a 5V y 25°C parpadea a -40°C con una frecuencia de 3,8Hz y a 70°C con una frecuencia de 2,5Hz.

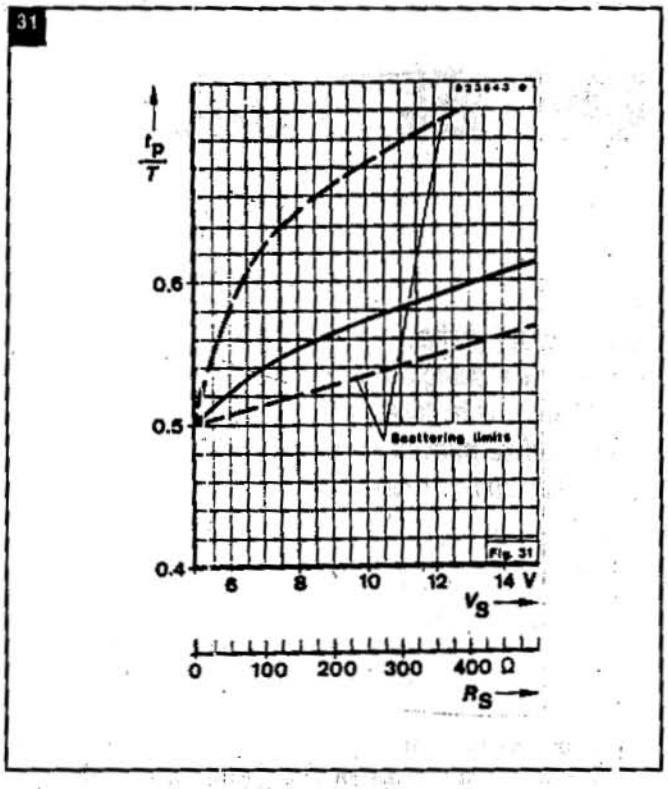
3.6.4 Tensión de inicio de parpadeo

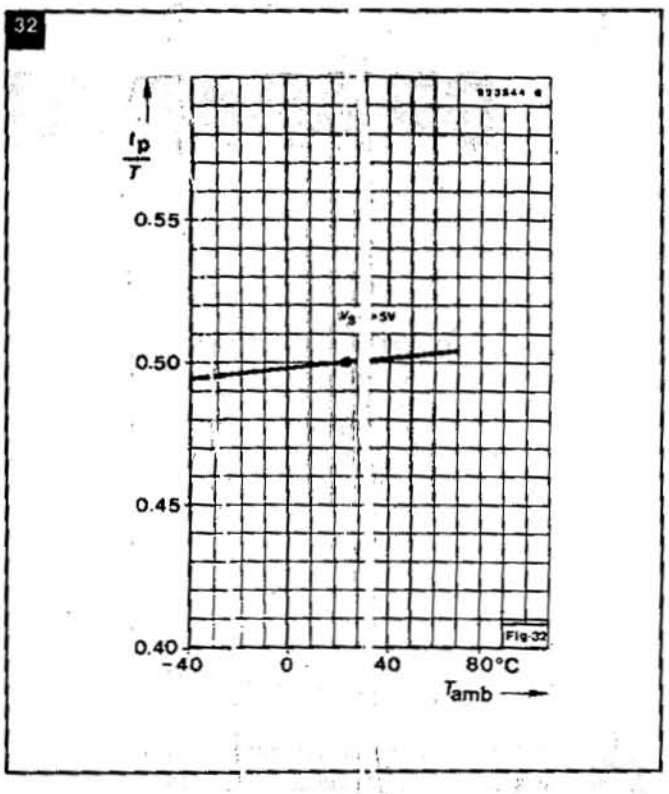
Es la tensión de alimentación al LED











parpadeante a la cual ocurre la transición de emisión continua a parpadeante. Esta tensión es, a 25°C, de 3,3V típicamente, variando entre 2,3 y 4,3V. También depende de la temperatura, cayendo con el aumento de temperatura (fig. 29). El coeficiente de temperatura de dicha tensión es -2,3mV/K

Si la tensión de alimentación de un LED que ya parpadea se reduce lentamente, a cierto nivel ocurre la transición opuesta de parpadeo o luz continua.

Esta tensión de desaparición del parpadeo es de 0,1 a 1V menor que la de inicio para una tensión que aumenta lentamente.

3.7 Ciclo de trabajo

3.7.1 Dependencia con la tensión de alimentación

El ciclo de trabajo para todos los tipos de LEDs parpadeantes a 5V es 1:1 o t_p/T= 0,5. Como se ve en la figura 30, el ciclo de trabajo aumenta con el aumento de la tensión de alimentación, entre 0,51 y 0,53 en promedio a 7V.

3.7.2 Efecto de la resistencia serie

El ciclo de trabajo es más afectado por la resistencia que por la frecuencia de parpadeo. En la figura 31 se puede ver que el ciclo de trabajo con una tensión de alimentación entre 5 y 15V aumenta de 0,5 a 0,61 a medida que la resistencia aumenta de 0 a 500Ω.

Las curvas límite muestran un aumento aún mayor, lo que significa que en casos individuales el alargamiento de la fase luminosa y el acortamiento de la fase oscura es claramente visible.

Con resistencia conectada en serie, la tensión en el estado de conducción es menor, o sea, la fase luminosa se hace más larga. En el estado de bloqueo, la tensión aumenta, o sea, la fase oscura se hace más corta. El alargamiento de la fase luminosa y el acortamiento de la oscura, no obstante, significan que el ciclo de trabajo aumenta con el aumento de la resistencia y la tensión.

3.7.3 Dependencia con la temperatura

De todos los parámetros de los LEDs parpadeantes, el ciclo de trabajo es el menos afectado por la temperatura. El coeficiente de temperatura del ciclo de trabajo es 0,01% /K.

Nota: La conclusión del presente artículo será publicada en el número próximo, debido a la extensión y complejidad del material. ○

Traducción: *Ing. Luis H. Rodríguez*

Agradecemos la colaboración prestada por TELEFUNKEN Alemania y ROMEX S.A. para la elaboración del presente artículo.

GRABADOR DE EPROM

(Conclusión)

En los artículos anteriores vimos todo el hardware del grabador de EPROMs y nos referimos al software escrito en GWBasic. En este artículo presentamos el listado del programa y la descripción del mismo. Esto posibilitará a los que gusten del software, no sólo mejorar el programa, agregándole nuevas funcionalidades, sino también reescribirlo en otros lenguajes, tales como el Pascal o el "C".

Por Arlindo S. Pereira

Acompañando el listado del programa vemos, en las líneas 20 a 50, algunos comandos de iniciación, que ejecutan las siguientes funciones:

20 KEY(1) ON
activa la captura de la tecla F1.
30 ON KEY(1) GOSUB 1750
cuando F1 es presionada llama la rutina en 1750 que hace volver el menú principal
40 OPEN "COM1:9600,n,8,1" AS #1
abre un buffer (#1), dedicado a la puerta serial 1 (COM1) y define el modo de funcionamiento de esta puerta: 9600 Baud; sin paridad; 8 bits/caracter y 2 bits de parada.
50 COM(1) OFF
desconecta el recibimiento de datos por COM1.

De 80 a 280 definimos las variables que identifican los tipos de EPROM (A$), los bytes de configuración (CNF), y el tamaño, en bytes de cada tipo de EPROM (SZ). Esta lista de variables puede ser aumentada o modificada para permitir la operación con otros tipos de EPROM.

De 290 a 340 se monta el primer menú y se pide la opción deseada. En 350 se convierte un "string" T$ en un valor numérico T, que es comparado con los límites(1 a 7 en este caso) en la línea 360. Si la opción fuera inválida, la alarma sonará y se volverá a pedir la opción. Una vez aceptada la opción se atribuye la variable CN o código de configuración adecuado para el tipo escogido (CNF(T)).

En la línea 380 enviamos la secuencia de caracteres de inicialización, que sincroniza el hardware del grabador de EPROMs con el software (ver parte 1 de este artículo). En la 390 enviamos el código de configuración (CN) y el comando para guardarlo en el registro adecuado.

En la línea 400, donde se inicia el menú principal, se envía un caracter sin utilidad "dummy" y un comando vacío, con la única finalidad de garantizar la desconexión final de la señal PWR-1, que alimenta la EPROM. Esto es necesario porque siempre que hubiera un error o terminara una operación el programa es desviado, para esta línea, desconectando así la alimentación (VCC) de la EPROM, permitiendo su manipulación con más seguridad.

De 410 a 520 se monta el menú principal, se pide la opción y se prueba su validez.

En 530 se desvía la ejecución hacia la rutina pertinente, según la opción elegida.

La rutina de prueba de apagado se inicia en 540. En 560 la variable F recibe el valor de la dirección final de la EPROM. En 580 se inicializa un "loop" para leer la EPROM y comparar su contenido con FFH, indicando error en caso de discordancia.

En la línea 590 se convierte el valor entero de la dirección en dos bytes, o "Hi-address"(H),y el "Low-address" (L). En la línea 600 se muestra, en el canto inferior derecho de la pantalla la dirección que está siendo leída.

En las líneas 610 y 620 se envía a los registros correspondientes el "Hi-address" y el "Lo-address", enviándose en la línea 630 el comando de lectura. En 640 se llama la rutina de recepción de la puerta serial, que devolverá un caracter por la variable V, que es comparado en 650 con el valor 255 (FFH). Si fueran iguales la ejecución continúa en 660, en caso contrario se llama a la rutina de mensajes en 1400, con X=2, que hará que se visualice el mensaje "EPROM NO APAGADA".

La rutina de mensajes espera el accionamiento de una tecla y retorna. Después de esto el programa es forzado a continuar en 400 (menú principal). Si todas las di-

recciones estuvieran en FFH, en la línea 400 se llama la rutina de mensajes, pero con X=1, que mostrará el mensaje "PRUEBA DE APAGADO OK", volviendo, después del accionamiento de una tecla, al menú principal.

La rutina de recepción, comenzando en la línea 710, verifica el estado del buffer de recepción, para el archivo #1 (instrucción LOC(1)). Si el buffer estuviera vacío (LOC(1) = 0), el programa queda reciclando en 710. Cuando uno o más caracteres son recibidos (LOC(1) > 0), se toma el caracter en la variable B$. Este caracter es convertido al valor ASCII correspondiente en la línea 730, siendo entregado en la variable V.

Todavía en 730 se llama una rutina en 1350 para convertir el valor de V en dos valores (medios bytes) que serán convertidos a hexadecimal (línea 740) y mostrados en el canto inferior derecho de la pantalla, en el lado derecho de la dirección.

En 770 se inicia la rutina de lectura de la EPROM. En esta línea se observa la atribución del valor cero a la variable CM. Esta variable indica si la rutina ejecutará solamente la lectura para la memoria (CM=0) o la lectura y comparación con la memoria (CM=1), pues esta rutina es compartida por estas dos funciones.

En la línea 790 se llama a la rutina de entrada de direcciones, en 1570, que devuelve los valores EI (dirección inicial de la EPROM), EF (dirección final de la EPROM) e IR (comienzo de la RAM). En 800 se inicia el "loop" de lectura con la variable A variando EI a EF. Este valor entero de dirección es convertido en los valores N1 y N2 por la rutina en 1300.

En 820 y 830 se envía al grabador las direcciones Hi y Low (N1 y N2).

En la línea 890 se llama a la rutina de recepción. Si CM = 0 (lectura), en la línea 910 se pone el valor leído en la memoria RAM, dirigida por IR.

Este proceso continúa hasta que la dirección final (EF) sea leída, volviendo al menú principal.

Si esta rutina estuviera siendo usada para la comparación de la EPROM con la memoria (CM=1), entonces en la línea 900 la ejecución es desviada a 940, que lee la

PROGRAMA

```
10 REM ***** GRABADO4   - VERSION DE 07/09/90 - 19:00 *****
20 KEY (1) ON
30 ON KEY(1)  GOSUB 1750
40 OPEN "COM1:9600,N,8,2"  AS #1
50 COM(1) OFF
60 CLS
70 LOCATE 6,15,,, : PRINT"SELECCION DEL TIPO DE  EPROM"
80 A$(1) =  "2516"
90 A$(2) = "2716"
100 A$(3) = "2532"
110 A$(4) = "2732"
120 A$(5) = "2764"
130 A$(6) = "27128"
140 A$(7) = "27256"
150 CNF(1) = 73
160 CNF(2) = 74
170 CNF(3) = 75
180 CNF(4) = 76
190 CNF(5) = 85
200 CNF(6) = 86
210 CNF(7) = 87
220 SZ(1) = 2048
230 SZ(2) = 2048
240 SZ(3) = 4096
250 SZ(4) = 4096
260 SZ(5) = 8192
270 SZ(6) = 16384
280 SZ(7) = 32768!
290 FOR A=1 TO 7
300 L= (A*2)+6
310 LOCATE L,15 : PRINT A;" - ";A$(A)
320 NEXT A
330 LOCATE 22,15 : PRINT"ENTRE TIPO  (1 a 7): "
340 LOCATE 22,35 : T$ = INKEY$ : IF T$ = " " THEN 340
350 T = VAL (T$)
360 IF T<1 OR T>7 THEN BEEP : GOTO 340
370  CN = CNF (T)
380 PRINT #1, CHR$(32);  CHR$(32); CHR$(64);
390 PRINT #1, CHR$(CN); CHR$(16)
400 CLS  : PRINT #1, CHR$(64); :PRINT #1, CHR$(64);
410 LOCATE 3,8 : PRINT "TIPO SELECCIONADO: ";A$(T);
415 PIRNT " - ELIJA UNA DE LAS OPCIONES DE ABAJO"
420 LOCATE 6,15 : PRINT "1 - PRUEBA APAGADO"
430 LOCATE 8,15 : PRINT "2 - LEE EMPROM P/ MEMORIA"
440 LOCATE 10,15 : PRINT "3 - COMPARA EPROM C/ MEMORIA"
450 LOCATE 12,15 : PRINT "4 - GRABA EPROM A PARTIR DE LA MEMORIA"
460 LOCATE 14,15 : PRINT "5 - GRABA EPROM A PARTIR DE ARCHIVO HEXA"
470 LOCATE 16,15 : PRINT "6 - SELECCIONA TIPO DE EPROM"
480 LOCATE 18,15 : PRINT "7 - RETORNA  AL  DOS"
490 LOCATE 22,15 : PRINT "SU OPCION (1 a 7):"
500 LOCATE 22,34 : O$ = INKEY$ : IF O$ = " " THEN 500
510 O = VAL(O$)
```

```
520 IF O<1  OR O>7 THEN BE EP : GOTO 500
530 ON O GOTO  540,770,100 0,1030,1770,60,1740
540 CLS : REM *** TEST DE  APAGADO ***
550 LOCATE 5,15 : PRINT "P ROBANDO APAGADO - EPROM TIPO ";A$(T)
560 F=SZ(T)-1
570 Y = 1
580 FOR CE = 0 TO F
590 H =INT(CE/256) : L = (( CE-H)*256
600  LOCATE 23,60 : PRINT  HEX$(CE)
610 PRINT #1, CHR$(H); CHR $(136)
620 PRINT #1, CHR$(L); CHR $(132)
630 PRINT #1, CHR$(130)
640 GOSUB 710
650 IF V<255 THEN X= 2 : G OSUB 1400 : GOTO 400
660 NEXT CE
670 X = 1 : GOSUB 1400
680 GOTO 400
700 REM *** RUTINA DE RECE PCION DE CARACTERES ***
710 ALL = LOC(1) : IF ALL< 1 THEN 710
720 B$= INPUT$ (ALL,#1)
730 V= ASC(B$) : GOSUB 13 50
740 LOCATE 23,68 : PRINT  HEX$(V1); HEX$(V2)
750 RETURN
760 REM *** RUTINA  DE LE CTURA DE EPROM  ***
770 CLS : CM = 0
780 LOCATE 6,20,,, :  PR INT "LECTURA DE EMPROM P/ MEMORIA"
790 GOSUB 1570
800 FOR A= EI TO EF
810 N = A : GOSUB 1300
820 PRINT #1, CHR$(N1);  CHR$(136);
830 PRINT #1, CHR$(N2);  CHR$(132);
840 V = N1 : GOSUB 1350
850 LOCATE 23,60 : PRIN  T HEX$(V1); HEX$(V2)
860 V = N2 : GOSUB 1350
870 LOCATE  23,62 : PR INT HEX$(V1); HEX$(V2)
880 PRINT #1, CHR$(130 );
890 GOSUB 710
900 IF CM = 1 THEN GOT O 940
910 POKE IR,V
920 IR = IR+1: NEXT A
930 GOTO 400
940 DT = PEEK(IR)
950 IF V = DT THEN G OTO 920
960 LOCATE 23,75 : P RINT HEX$(DT)
970 X= 5 : GOSUB 140 0
980 GOTO 400
990 REM *** COMPARA  CON MEMORIA ***
1000 CLS : LOCATE 6 ,18 : PRINT "COMPARA EPROM C/ MEMORIA"
1010  CM = 1 :  GOTO 790
1020 REM *** GRABA CION DE EPROM ***
1030 CLS : COM(1)  ON
1040 LOCATE 6,20 :  PRINT "GRABACION DE EPROM"
1050 GOSUB 1570
1060 FOR A=EI TO  EF
1070 ER = 0
```

dirección dada por IR y compara su contenido con V. Si hubiera igualdad el programa continúa en 920, leyendo la siguiente dirección. Siendo los valores diferentes el valor leído de la memoria es mostrado en la pantalla, al lado del valor leído de la EPROM. En seguida (línea 970) se llama a la rutina de mensajes con X=5, mostrando el mensaje "ERROR DE COMPARACION".

En 1000 se ve la entrada de la rutina de comparación, que solamente pone CM=1 y desvía la ejecución a 790, compartiendo la rutina de lectura.

La rutina de grabación, comenzando en la línea 1030, activa la recepción y llama a la rutina de entrada de direcciones en 1570. En 1060 se inicia el "loop" de grabación, con la variable A= EI. Nuevamente se llama la rutina de conversión en 1300 y se envía los dos bytes de dirección hacia la puerta serial (líneas 1080 a 1100).

En 1070 se pone a cero el contador de errores de grabación (ER). En las líneas 1110 a 1140 se llama la conversión en medios bytes y se muestra la dirección en la pantalla, en hexadecimal, tal como en la rutina de lectura.

El dato a ser grabado en la EPROM es leído de la memoria RAM, en la dirección dada por IR, línea 1150. Este dato es enviado al grabador, seguido por la orden de grabación en 1160. El mismo dato es mostrado en la pantalla en hexadecimal, al lado de la dirección. En 1180 se llama la rutina de recepción que, en este momento servirá para monitorear el fin del pulso de grabación y comparar el dato enviado con el recibido, de forma de verificar la integridad de la comunicación. Si el dato recibido fuera diferente del dato enviado (V < > DT) la rutina de mensaje es llamada con X=3, mostrando el mensaje "ERROR DE COMUNICACION", volviendose después al menú principal. Si la comparación está bien lograda, se envía en 1200 una orden de lectura, llamándose nuevamente la rutina de recepción, esta vez para leer el caracter que se grabó en la EPROM.

En 1220 se compara el dato leído con al grabado. Si fueran iguales se agrega el contador IR y el contador A, hasta que se

```
1080 N = A : GOSUB 1300
1090 PRINT #1,  CHR$( N1); CHR$(136);
1100 PRINT #1, CHR$(N2); CHR$(132);
1110 V = N1 : GOSUB 1350
1120 LOCATE 23,60 : PRINT HEX$(V1); HEX$(V2)
1130 V = N2 : GOSUB 1350
1140 LOCATE 23,62 : PRINT HEX$(V1); HEX$(V2)
1150 DT = PEEK (IR)
1160 PRINT #1, CHR$(DT); CHR$(129);
1170 LOCATE 23,72 : PRINT HEX$(DT)
1180 GOSUB 710
1190 IF V < > DT THEN X = 3 : GOSUB 1400 : GOTO 400
1200 PRINT #1, CHR$(130);
1210 GOSUB 710
1220 IF V <> DT THEN 1250
1230 IR = IR+1 : NEXT A
1240  GOTO 400
1250 ER = ER+1
1260 LOCATE 23,75 : PRINT ER
1270 IF ER = 10 THEN X= 4 : GOSUB 1400 : GOTO 400
1280 GOTO  1080
1290 REM *** CONVERSION ENTERO P/ 2 BYTES ***
1300 NI= N/256
1310 N1= INT(NI)
1320 N2= (NI-N1)*256
1330 RETURN
1340 REM *** CONVERSION BYTE/NIBBLE ***
1350 VI= V/16
1360 V1= INT(VI)
1370 V2= (VI-V1)*16
1380 RETURN
1390 REM *** MUESTRA MENSAJE ***
1400 M$(1) = " PRUEBA DE APAGADO OK"
1410 M$(2) =  "*** EPROM NO APAGADA ***"
1420 M$(3) = "*** ERROR DE COMUNICACION ***"
1430 M$(4) = "*** ERROR DE GRABACION ***"
1440 M$(5) = "*** ERROR DE COMPARACION ***"
1450 LOCATE 20,10,,, : PRINT M$(X);
1455 PRINT "   -  TECLEE ESPACIO PARA CONTINUAR"
1460 K$ = INKEY$ : IF K$ = " " THEN 1460
1470 RETURN
1480 REM *** CONVERSION  STRING/VALOR ***
1490 CI = 0 J=0 : FOR X=1 TO 4
1500 D$ = MID$(AD$,X,1) : D= ASC(D$)
1510 IF D> 47 AND D < 58 THEN D = D - 48 : GOTO 1540
1520 IF  D >  64 AND D < 71 THEN D = D - 55 : GOTO 1540
1530 BEEP : CI =1 : RETURN
1540 J = J + (D* (16^ (4-X)))
1550 NEXT X : RETURN
1560 REM *** RUTINA DE ENTRADA  DE LAS DIRECCIONES ***
1570 LOCATE 9,15 : INPUT "DIRECCION INICIAL  DE LA EPROM
: ";EI$
1580 IF EI$=" " THEN BEEP : GOTO 1570
1590 AD$ = EI$ : GOSUB 1490
1600 IF CI = 1 THEN  1570
1610 EI = J
1620 LI=2 : LOCATE 11,15 : INPUT "DIRECCION FINAL DE LA
EPROM : ";EF$
1630 IF EF$ = " " THEN BEEP :  GOTO 1620
1640 AD$ = EF$ : GOSUB 1490
1650 IF CI=1 THEN 1620
1660 EF = J
1670  LI=3 : LOCATE 13,15 : INPUT "DIRECCION INICIAL DE
LA RAM : ";IR$
1680 IF IR$ = " " THEN BEEP : GOTO 1670
1690 AD$ = IR$ : GOSUB 1490
1700 IF CI=1 THEN 1670
1710 IR =  J
1720 RETURN
1730 REM *** SALE PARA EL DOS ***
1740 CLS : SYSTEM
1750 RETURN 400
1760 REM *** CONVERSION DE ARCHIVO ***
1770 CLS : AD=49152!
1780 LOCATE 3,16
1790 PRINT "CONVERSION DE ARCHIVO HEXA EN IMAGEN DE ME-
MORIA"
1800 LOCATE 6,8 : INPUT "NOMBRE DEL ARCHIVO : ";F$
1810 LOCATE 8,8 : PRINT "LOS CODIGOS SERAN  CARGADOS";
1815 PRINT "A PARTIR DE C000H"
1820 OPEN "I",2,F$
1830 IF EOF(2) THEN 2080
1840 INPUT #2, X$
1850 Y=2 : GOSUB 2010
1860 NB = N2
1870 Y=4 : GOSUB 2010
1880 EI1 = N2
1890 Y=6 : GOSUB 2010
1900 EI2  = N2
1910 IF AD = 49152! THEN EI = (EI1*256)+EI2
1920 Y=8 : GOSUB 2010
1930 IF N2>0 THEN 2080
1940 FOR C = 0 TO (NB-1)
1950 Y = C*2 +10
1960 GOSUB 2010 : DT = N2
1970 POKE AD,DT
1980 AD = AD+1
1990 NEXT C
2000 GOTO 1830
2010 N1$=MID$(X$,Y,1)
2020 NA = ASC(N1$)-48 : IF NA >16 THEN NA = NA-7
2030 NH = NA*16
2040 N1$=MID$(X$,Y+1,1)
2050 NA = ASC(N1$)-48 : IF NA > 16 THEN NA= NA-7
2060 N2 = NA+NH
2070 RETURN
2080 CLOSE  #2
2090 BT = (AD-49152!) - 1 : EF = EI+BT  :IR = 49152!
2100 GOTO 1060
```

alcance la dirección final. En el caso de error de grabación, (V< >DT) se salta a 1250, aumentándose el contador de errores ER y mostrando en una esquina de la pantalla el número de errores(tentativas) ocurridos. Cuando hubieran 10 errores (ER=10), se llama la rutina de mensajes con X=4, mostrando el mensaje "ERROR DE GRABACION" volviendo después al menú principal. En cuanto el contador de errores fuera menor que 10 y el dato grabado no corresponda con el enviado, se continúa intentando grabar la misma dirección, pues algunas EPROMs son un poco "tercas" en algunas (o muchas) direcciones.

En la línea 1290 tenemos rutina de conversión de números enteros (hasta 65536) en dos valores de 0 a 255, de forma de crear los dos bytes de direccion que puedan ser enviados a través de la puerta serial y cargados en los respectivos registros de 8 bits.

La conversión es simple: se divide el número por 256, se separa la parte entera obteniéndose el byte más significativo (N1); en seguida se toma la parte fraccionaria y se la multiplica por 256, dando así el byte menos significativo (N2). En 1340 tenemos otra rutina que actúa de la misma forma, pero transforma un valor de 8 bitys (0-255) en dos valores de 4 bits (0-15), para que puedan ser convertidos en caracteres hexadecimales simples, por la función HEX$(). Aquí la división y la multiplicación es ejecutada con el valor 16, al revés de 256.

De 1390 a 1470 tenemos la rutina de mensajes que define a cada uno como un "string" indexada (M$(n)), posiciona el cursor y muestra el mensaje según el valor de X, seguido del mensaje "TECLEE ESPACIO PARA CONTINUAR".

En la práctica, cualquier tecla presionada funcionará pero el espacio es más práctico. La espera del accionamiento de la tecla se hace en la línea 1460.

La rutina en 1480 permite la entrada de las direcciones en hexadecimal. La misma recibe un "string" alfanumérico (dígitos hexadecimales) de 4 caracteres y entrega el valor númerico correspondiente. Se observa en 1490 la iniciación de las variables CI, J y X. CI es un indicador de "caracter inválido" cuando = 1 ; sirve para avisar a la rutina de entrada de direcciones que un caracter inválido (no hexa) fue digitado. J es un acumulador para la información del valor final y X es un indexador para indicar cuál caracter del "string" AD$ será atribuido a la variable D$ (línea 1500). En las líneas 1510 a 1530 se verifica la validez de los caracteres, sonando la alarma y retornando CI=1 en caso de error. En 1540 se hace la sumatoria del valor, hasta que X sea >4.

En las linas 1560 a 1720 tenemos la rutina de entrada de direcciones, que muestra mensajes pidiendo las direcciones y espera las "strings" correspondientes.

Esta rutina llama a la de conversión en 1490 y prueba CI. SI CI=1 suena la alarma, reposiciona el cursor y pide nuevamente la dirección.Al final vuelve EI, EF e IR.

En 1740 se tiene la salida para el DOS (opción 7), que solamente limpia la pantalla y da el comando SYSTEM que es la salida normal del GWBasic al DOS.

En 1760 tenemos una rutina muy importante para quien trabaja con programación Assembler. La misma convierte archivos en el formato INTEL-HEXA para la imagen de memoria (binario puro), cargando los bytes a partir de la dirección 49152 (ó C000H).

Después de pedir el nombre del archivo e indicar la dirección de carga el programa abre el archivo con el nombre dado a la lectura, llamándolo número 2 (OPEN "I", 2, F$).

Si el fin de archivo fuera encontrado (EOF(2)), la ejecución continúa en 2080, cerrando el archivo y calculando la dirección final EF, y saltando hacia la rutina de grabación en 1060. En cuanto el final del archivo no es alcanzado, un registro por vez es leido del archivo para la variable X$.

Los caracteres en el formato INTEL-HEX son enviados en ASCII siendo por lo tanto necesario convertirlos dos a dos,para conseguir cada byte. Esta conversión se hace por la rutina de 2010 a 2070. La variable Y indica cuál es el grupo de caracteres que tiene que ser convertido . De esta forma se extrae del inicio de cada registro la dirección inicial EI y el número de bytes del registro. En seguida los caracteres siguientes serán convertidos dos a dos, en valores binarios de 8 bits y cargados en la RAM, direccionados por AD. Cuando el último byte del registro (no del archivo) es leido, se vuelve a 1830, identificándose nuevamente la dirección inicial y el número de bytes del registro.

Algunas observaciones adicionales:

- El programa asume que la puerta de comunicación disponible es la COM1 y que la misma puede ser configurada como se describe anteriormente. Si fuera necesario utilizar otra puerta o con otra velocidad será necesario alterar convenientemente la línea 40. Pero atención:¡ el número de bits por caracter no puede ser alterado!

- Se debe reservar una zona de la memoria por encima del Basic, comenzando en 49152 (C000H) para cargar los códigos leídos de la EPROM o del archivo. Por lo tanto, al llamar al GWBasic se debe establecer su límite superior (Hi-mem) utilizándose el parámetro /m:49000.

- La comunicación serial a 9600 Bauds precisa un buffer mayor que el usual (que es de 128 bytes) por lo tanto tenemos que decir al GWBasic que reserve, por ejemplo, 2048 bytes para el buffer de recepción.

Esto también se hace para la línea de comando (llamada) del GWBasic.

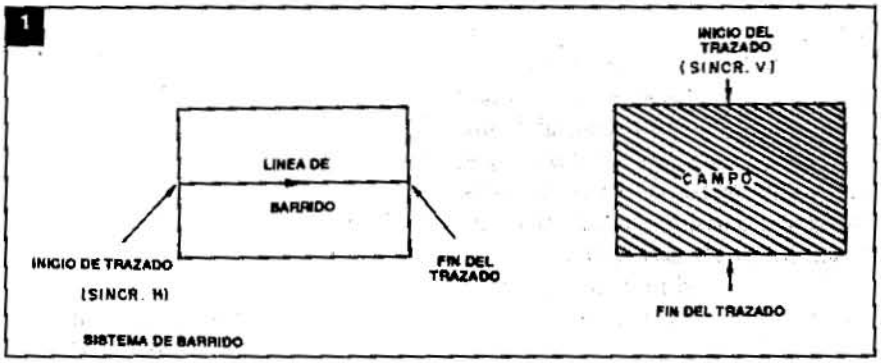
Con esto concluimos que la llamada del Basic tendrá el siguiente formato: GWBasic/c:2048/m:49000.

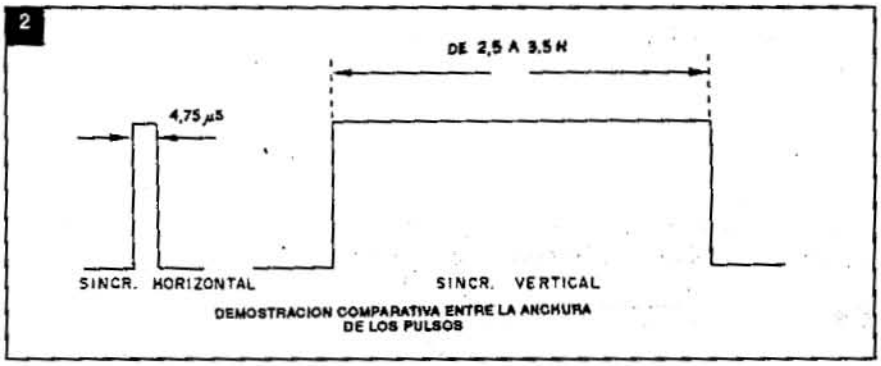
- El programa no ha (todavía) explorado todas las potencialidades del hardware del grabador de EPROMs(duración del pulso de grabación, variación en las tensiones de grabación, etc.) ni cubierto todos los tipos disponibles de EPROMs, pero con los detalles dados sobre el hardware y el software creemos que cada uno podrá perfeccionarlo bastante.

PROBLEMAS DE SINCRONIZACION DE IMAGEN

Uno de los problemas que más incomoda al televidente y que a veces exige, para su solución, un examen más riguroso del aparato es el sincronismo que debe mantener la imagen.

Vamos a abordar en este artículo uno de los problemas que más dificulta la visión placentera de un programa de televisión; la imagen empieza a temblar, a rodar hacia arriba o hacia abajo, o bien a transformarse en barras negras diagonales características de la falta de sincronización horizontal. Muchas veces estos síntomas se corrigen mediante el simple reajuste de los botones del sincronismo horizontal y vertical, pero hay casos en que la solución no es tan sencilla, exigiendo un "examen" del interior del aparato. Para comenzar, repasaremos rápidamente cuál es la finalidad de la sincronización y cómo se la logra.





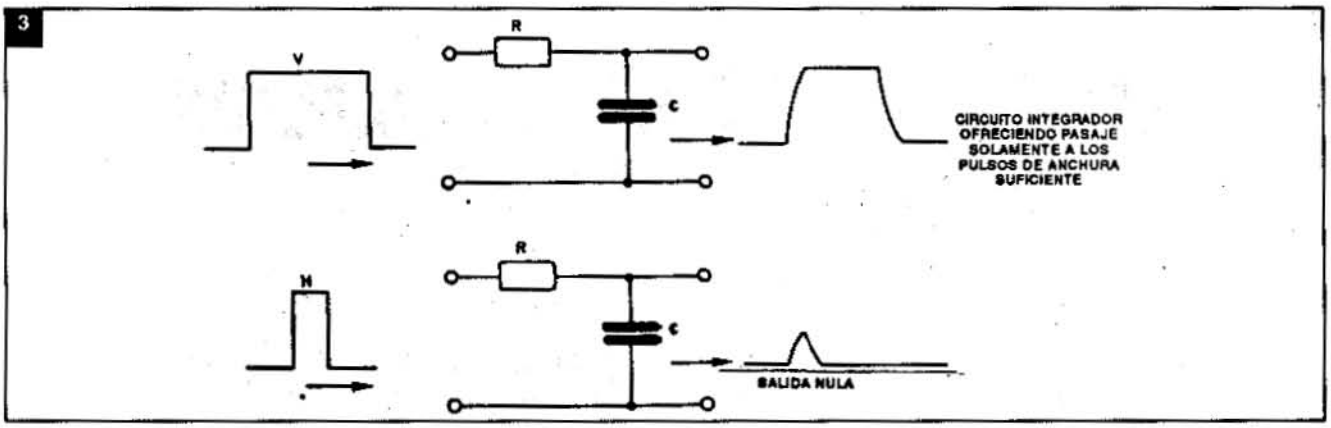
Sincronización: Para que sirve

Sincronizar dos sistemas, significa lograr que los mismos actúen de forma exactamente idéntica. Así, por ejemplo, en mecánica cuando es necesario que dos ejes ejecuten movimientos sincrónicos los mismos deben ser acoplados de modo que no permitan que se "corran", así como se hace entre el eje del motor y el eje de control de las válvulas: las mismas son acopladas por engranajes o correas dentadas que no se deslizan entre sí. En electrónica, específicamente en televisión, también existen señales eléctricas que deben actuar exactamente en sincronismo con las señales generadas por la emisora de TV. Como ejemplo podemos citar el sincronismo de deflexión que desempeña un papel fundamental en la recomposición de la imagen.

Durante la transmisión, la imagen no es enviada como un todo sino que se la descompone en elementos de imagen que son enviados secuencialmente en forma de líneas de barrido. El conjunto de estas líneas de barrido es lo que da origen a la imagen en la pantalla del receptor. Para "complicar" más todavía esta situación, requisitos técnicos imponen que estas líneas de barrido sean intercaladas a cada barrido completo de la imagen.

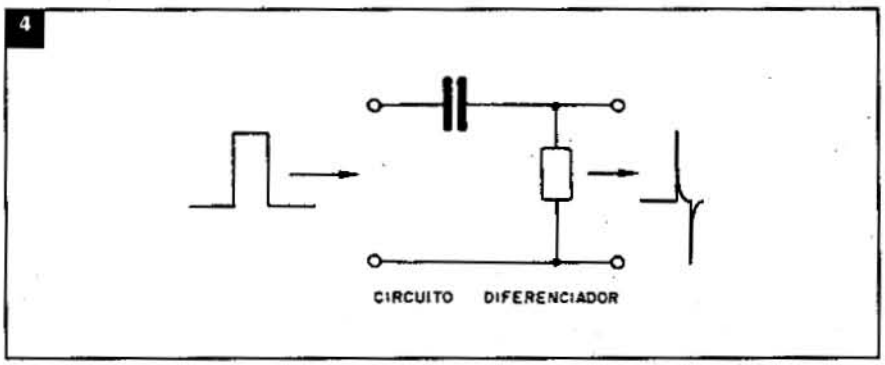
Dijimos que la transmisión de la imagen es del tipo secuencial, es indispensable que el "transmisor" informe al "receptor" en qué instante debe iniciarse el barrido de las líneas y cómo se debe realizar el intercalado. Este es el motivo de que existan los pulsos de sincronismo para deflexión.

3



Esta sincronización es ejecutada en dos etapas: la sincronización horizontal que marca el comienzo del barrido de una línea, y la sincronización vertical que marca el comienzo de barrido de un campo. Llamamos "campo" al conjunto de líneas que son concluidas del tope a la base de la tela. La formación integral de una escena está compuesta por dos campos, cuyas líneas de barrido son intercaladas. La figura 1 muestra estos conceptos que hemos examinado hasta ahora.

4

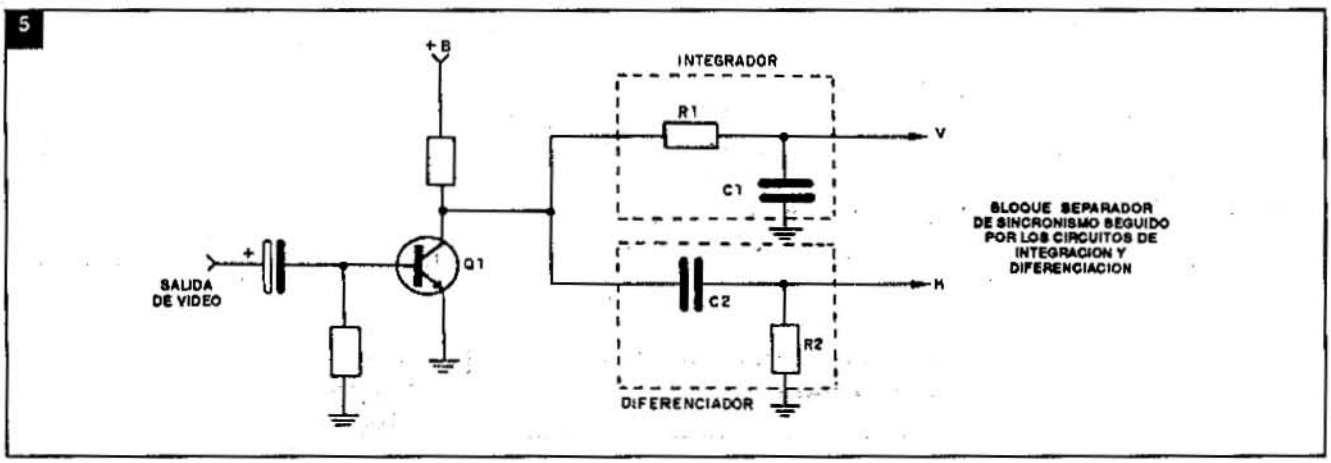


Por todo esto, el lector puede percibir fácilmente que si hubiera cualquier problema en los circuitos de sincronización, la imagen no se fijará en la pantalla, presentando problemas de inestabilidad vertical (sincronización vertical deficiente), o problemas de inestabilidad horizontal (deficiencia en la sincronización horizontal).

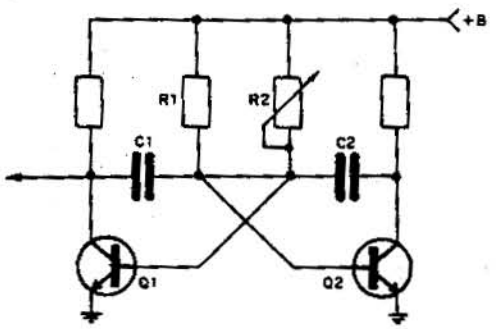
Los pulsos de sincronismo de deflexión ocupan una posición bien definida dentro de la señal de video, de manera de facilitar para el receptor su localización. Llamamos NIVEL MAS QUE NEGRO a la porción de la señal de video que está por "encima" del nivel de tensión que produce la ausencia de brillo en la pantalla, o señal de negro. Los pulsos de sincronismo de deflexión ocupan el nivel más que negro de la señal de video y son distinguidos uno del otro por el ancho. Así, se ha estandarizado para los pulsos de sincronismo vertical un ancho de 2,5 a 3,5 veces el período de una línea de barrido horizontal, o sea: de 2.5 x 64 = 160µs a 224µs y para los pulsos de sincronismo horizontal un ancho de 4,75µs.

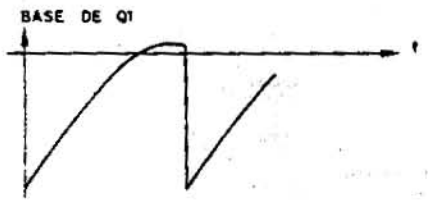
La figura 2 muestra el detalle referente al ancho de los pulsos de sincronismo de deflexión. Puede percibir, entonces, que el pulso de sincronismo vertical es más de 30 veces el ancho del pulso de sincronismo horizontal. Es esta diferencia de ancho entre estos pulsos la que posibilita al receptor identificar correctamente cada una de ellas.

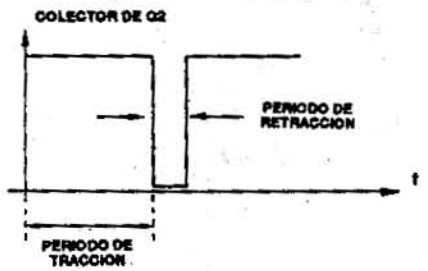
5



6

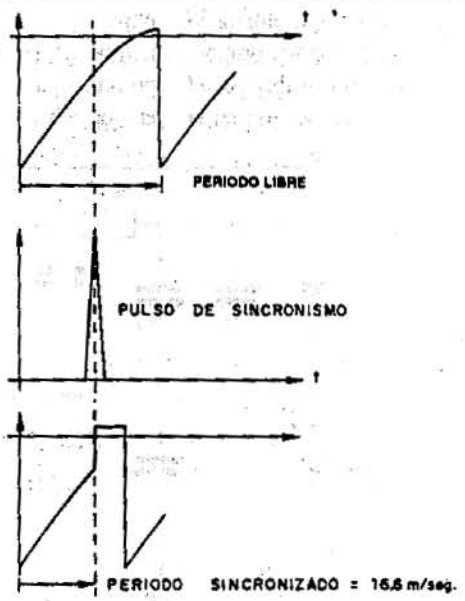






EJEMPLO DE OSCILADOR VERTICAL

7



PROCESO DE SINCRONIZACION

Identificando los pulsos de sincronismo

En el receptor el pulso de sincronismo vertical debe ser encaminado hacia el oscilador vertical, y el pulso de sincronismo horizontal debe ser encaminado hacia el oscilador horizontal. Es la presencia de estos pulsos de sincronismo la que posibilita "fijar" la frecuencia de estos osciladores del receptor en la exacta frecuencia y fase de los osciladores de deflexión de la estación que dieron origen a la descomposición de la imagen, garantizando así la correcta "composición" de la escena.

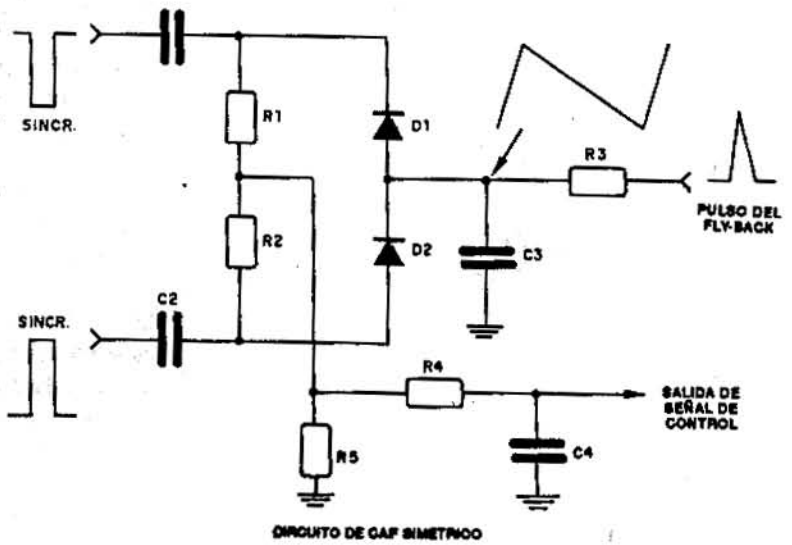
Como ya hemos dicho, la identificación de los pulsos es posible pues los mismos presentan anchos diferentes. Para separar los pulsos verticales, usamos un circuito llamado integrador. El circuito integrador está formado por un resistor (R) y por un capacitor (C) cuya constante de tiempo se hace de tal forma que solamente da paso a los pulsos con larga duración.

Así, los pulsos horizontales no poseen ancho suficiente para producir una carga en el capacitor, y por lo tanto son bloqueados por el circuito integrador. La figura 3 muestra un circuito de ese tipo.

Para separar los pulsos horizontales usamos un circuito llamado diferenciador. El circuito diferenciador está también formado por un resistor y un capacitor, sólo que en configuración opuesta a la del circuito integrador y con valores diferentes. La constante de tiempo del circuito está hecha de tal forma que da paso a pulsos de poco ancho. Así, los pulsos verticales no pueden atravesar el circuito diferenciador. La figura 4 muestra un circuito de este tipo.

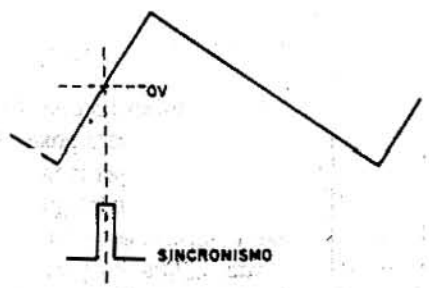
Los circuitos diferenciador e integrador son alimentados directamente por la señal proveniente de la etapa separadora de sincronismo. La etapa separadora de sincronismo está compuesta, en la mayoría de los circuitos, por un único transistor polarizado en la región de corte, y opera como un circuito enclavador para la señal de video, permitiendo solamente la amplificación de los pulsos de sincronismo que están situados en la región más

8



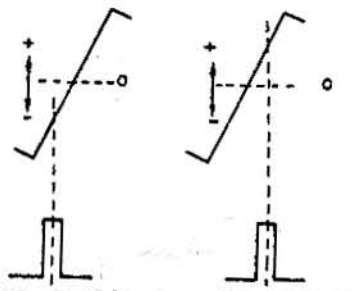
CIRCUITO DE CAF SIMETRICO

9



CORRECTA SINCRONIZACION HORIZONTAL

10



allá del negro. En la figura 5 se ilustra un circuito típico de esta etapa.

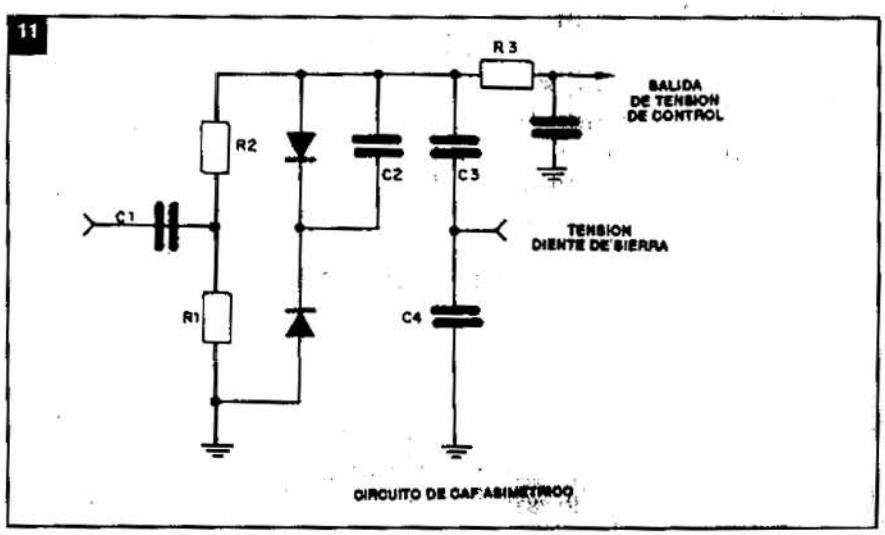
A esta altura usted ya puede acompañar el siguiente razonamiento: como los pulsos de sincronismo horizontal y vertical son extraídos de un mismo circuito (la etapa separadora de sincronismo) es evidente que si esta etapa presenta un problema, bloqueando el pasaje de la señal, el síntoma que se produce afectará tanto al sincronismo horizontal como al vertical.

Sincronismo vertical

Los pulsos de sincronismo vertical son aplicados directamente sobre el oscilador vertical, sincronizando el comienzo de cada campo.

Para mejorar esta explicación vamos a admitir un oscilador vertical constituido por un multivibrador según ilustra la figura 6. La constante de tiempo proporcionada por C1/R1 es responsable por el período de retraso (retorno del haz en la pantalla), mientras que la constante de tiempo proporcionada por C2/R2 es responsable por el período del trazo (período en que el haz está activo en la pantalla).

11



CIRCUITO DE CAF ASIMETRICO

COMO USAR EL CAMCORDER
CONSEJOS UTILES

Para el uso básico del Camcorder, es suficiente insertar un cassette, apretar un botón y, como dicen los americanos, "You are in business" (Ya está Ud. en actividad). Sin embargo, un Camcorder posee una gran cantidad de prestaciones importantes debido a su cantidad numerosa de controles y conectores que no son aprovechados siempre adecuadamente por el operador. En este artículo compartiremos con nuestros lectores algunas experiencias vividas con nuestro Camcorder, para que otros operadores también puedan disfrutar de su equipo al máximo.

Por Egon Strauss

1. La grabación normal

Debido a la automatización casi total de la mayoría de los Camcorders actuales, filmar con ellos se reduce generalmente a la simple operación de encuadrar el objeto de la filmación dentro del visor electrónico y apretar el botón de grabar. La distancia, la apertura del objetivo, el enfoque, el balance de blanco y otros parámetros se ajustan en forma automática en el mismo Camcorder, siempre que estos controles estén en su posición de AUTO (automático) y no MANUAL. Hay sin embargo un detalle muy importante en cuanto a la continuidad de la grabación. Para lograr una grabación ininterrumpida, sin intervalos indeseados, recomendamos siempre usar el botón de REVIEW para observar las últimas escenas filmadas. Esto permite ubicar la cinta de tal manera que la toma siguiente comienza antes de finalizar por completo la toma anterior. Se usa para este fin la tecla REWIND que permite retroceder con la cinta hasta el instante oportuno y apretar en este momento STOP. Conviene siempre tener en el visor el numerador para estar seguro sobre la cantidad de cinta disponible y sobre la posición de la cinta y el lugar exacto de cada escena. El número del display no sale en la grabación y por lo tanto se pude dejar puesto en el visor en forma permanente.

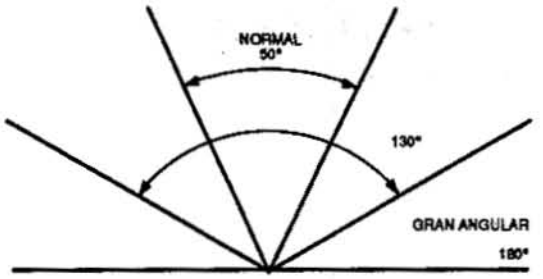
Muchos Camcorders poseen la indicación de la fecha y hora en el visor y estas leyendas se graban en la cinta. Aconsejamos usar esta indicación sólo al comienzo de cada jornada de grabación o incluso sólo al comienzo de la película porque la presencia permanente de esta leyenda es raras veces necesaria y puede llegar a molestar en algún momento.

Use el efecto del desvanecimiento y de la aparición lenta con prudencia. La aparición lenta es buena en un sector inicial de la grabación y el desvanecimiento se suele usar al final de una escena o de la grabación. Un uso excesivo de estas operaciones puede restar continuidad a la película.

El ZOOM es una característica muy importante en la filmación, tanto el ZOOM automático como el ZOOM manual. Se puede lograr movimiento y dinámica de una escena activando el

La profundidad de campo con teleobjetivo y gran angular.

2



Incremento del ángulo de cobertura con gran angular adicional.

3

El paneo (PANNING).

ZOOM, sin moverse ni el operador, ni el objeto. Esto puede ser importante en una filmación en interiores (una fiesta, una boda, un cumpleaños, etc.) donde nadie tiene muchas posibilidades de moverse en cierto momento. Por lo tanto conviene usar el ZOOM que permite introducir el elemento dinámico en una escena que básicamente puede parecer estática. A veces es el ZOOM el único elemento que permite hacer la gran diferencia entre la fotografía estática y la filmación dinámica.

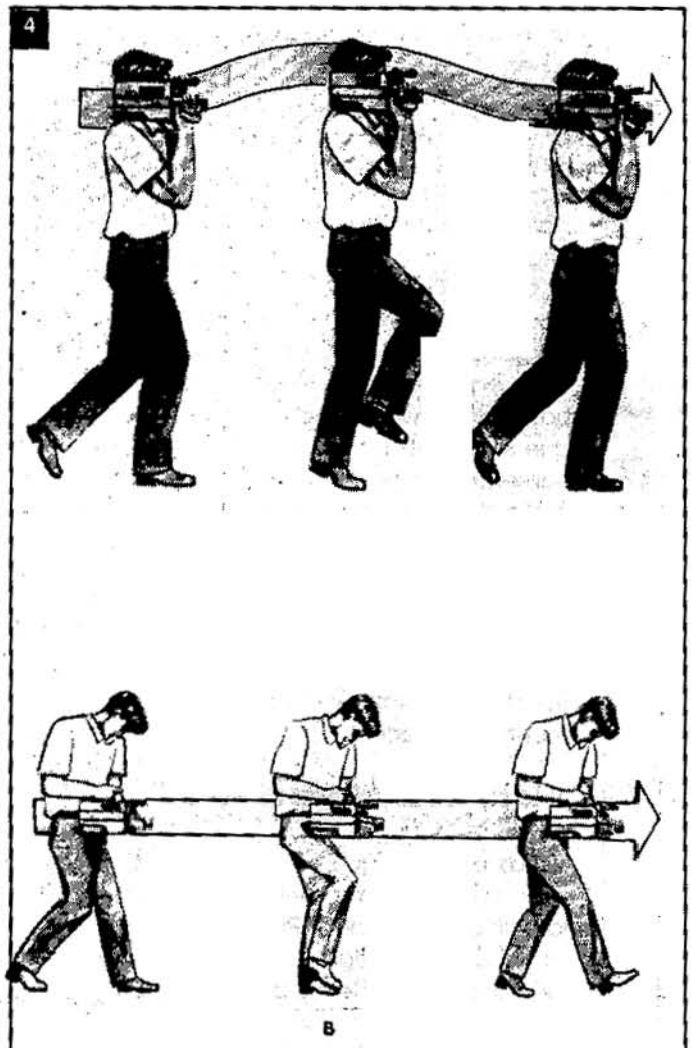
Para lograr con el ZOOM una imagen bien enfocada en todo momento y a cualquier distancia, es necesario el ajuste inicial con el ZOOM en su posición de teleobjetivo (T). Si el foco está bien ajustado en esta posición, se mantendrá así también en la posición de gran angular (W), y en todas las posiciones intermedias. Aclaramos que la letra W es la sigla de WIDE ANGLE (gran angular). Este ajuste es, desde luego, imprescindible con el enfoque manual, pero conviene también revisarlo con el enfoque automático.

El uso manual del ZOOM permite también algunos efectos interesantes, por ejemplo el acercamiento o alejamiento "explosivo" de algún objeto. En este caso se enfoca el objeto en (T) y se mueve rápidamente el aro que activa el ZOOM con la mano hasta el extremo opuesto o viceversa. Esto puede producir una imagen muy atractiva y sorprendente para algunos efectos especiales, pero como todo efecto especial, debe usarse esta técnica con prudencia.

Al usar el ZOOM es necesario también tomar en cuenta la profundidad de campo que se logra en cada posición. En la figura 1 vemos que la profundidad de campo en la posición de (T) del ZOOM es muy reducida. Esto significa que al enfocar una cara con el teleobjetivo sólo estará enfocada correctamente la misma, mientras que el resto de la escena no tendrá la misma nitidez de enfoque. En cambio en la posición del gran angular (W), la profundidad de campo será mucho mayor y en el ejemplo de la figura 1 estará correctamente enfocada toda la escena, desde el perro hasta los árboles y, desde luego, también la persona.

Se puede ampliar el ángulo de visión del Camcorder mediante un lente adicional del tipo gran angular, también llamado "ojo de pescado". En la figura 2 vemos que un lente de este tipo amplía el campo visual original de 50 grados a 130 grados con el gran angular. Este tipo de lente es útil no sólo en la filmación de paisajes, sino también en la filmación en interiores con un gran grupo de personas. El autor de esta nota usó el lente "ojo de pescado" para filmar el imponente "Gran Cañón del Río Colorado" en Arizona (EE.UU.), pero también en alguna boda con casi todos los invitados en una toma única. Sin embargo conviene retirar el lente gran angular adicional en las tomas convencionales, ya que tiende a deformar muchas veces el contenido de la escena.

Un aspecto muy importante es el paneo (PANNING), o sea la toma de escenas que rodean al operador, girando el Camcorder para explorar y filmar sus alrededores. En las escenas de paneo se suele terminar el giro lento de la cámara a veces con una toma fija. En este caso puede producirse una inestabilidad de la toma si no se ha tenido en cuenta este aspecto al comenzar el paneo. Recomendamos usar la posición de los pies de acuerdo con la figura 3 para terminar el paneo en una posi-



Mantener la cámara nivelada.

ción cómoda que permite al operador una gran estabilidad de la toma.

A veces el operador desea caminar con la cámara mientras filma. Esto puede dar lugar a un movimiento ondulante de las escenas filmadas, de acuerdo al movimento del propio cuerpo del operador, como vemos en la figura 4.A. Algunos operadores usan en este caso la cámara a la altura de la cadera como vemos en la figura 4.B, que es más estable en cuanto a variaciones de altura. Esta técnica implica sin embargo el movimiento del visor de tal manera que el operador pueda observar la pantalla del visor a pesar de tenerla lejos de sus ojos. La mayoría de los Camcorder permite esta operación (girar el visor en varias direcciones).

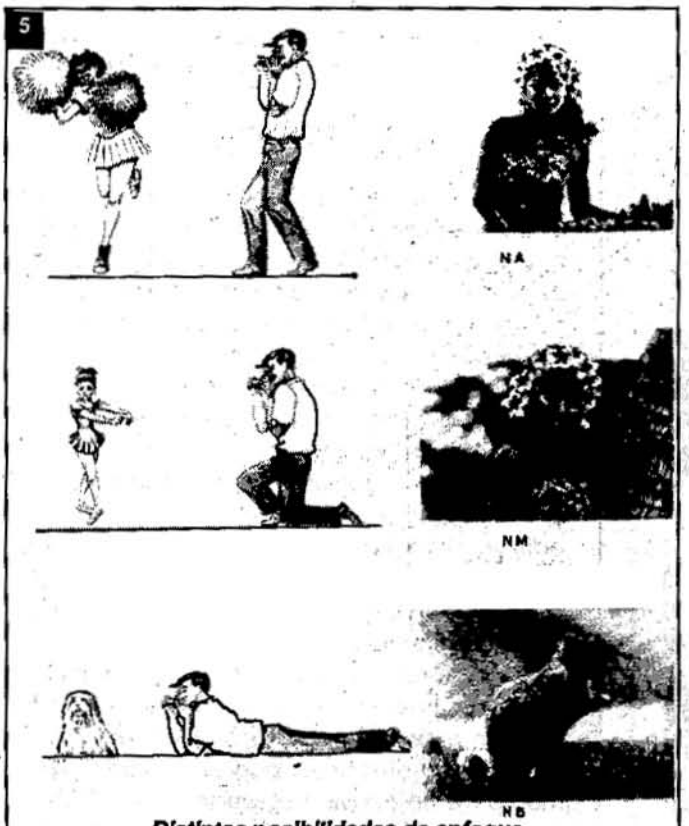
La altura de las tomas es importante. En la figura 5 vemos tres alternativas para tomas en nivel alto, tomas en nivel medio y tomas en nivel bajo. En los tres casos se indican algunas aplicaciones y la correspondiente posición del operador.

2) Algunas tomas especiales

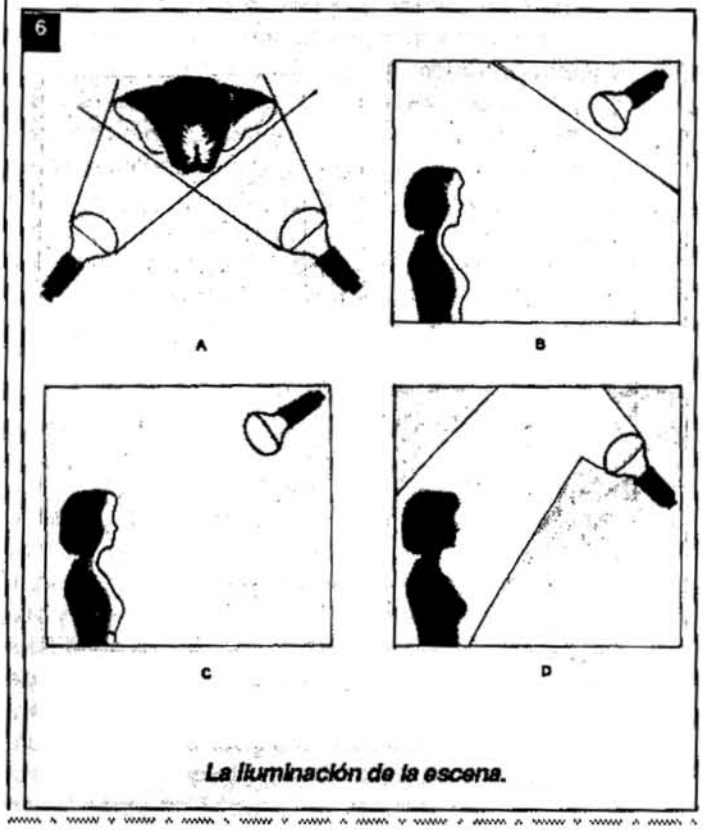
Si bien ya hemos mencionado algunas tomas especiales, las mismas forman en realidad parte del repertorio normal del Camcorder en su uso normal. Otra aplicación puede involucrar alguna toma en la cual resulta completamente imposible ver el visor por más movimiento que se pueda dar al mismo. Un ejemplo sería tomar la cámara y filmar con la misma elevada sobre la cabeza propia y tal vez también sobre la cabeza de otras personas. Otra aplicación sería filmar desde una ventana hacia la pared del edificio para enfocar algún operario en posición peligrosa, etc. Este tipo de toma puede introducir a veces un aspecto de aventura en una filmación rutinaria o también puede ser necesaria para el argumento de la película. El operador tropieza en estos casos, desde luego, con el problema de no poder ver lo que filma. Esto sin embargo, puede solucionarse por medio de un televisor (grande o pequeño, color o blanco y negro) que se utiliza como monitor a través del adaptador de corriente alterna del Camcorder que posee conectores especiales para modular la señal de la cámara a una portadora de canal 3 ó 4 que se puede conectar al televisor. En este caso el televisor actúa como monitor y el operador orienta la cámara de acuerdo a lo que puede observar en el televisor. La ubicación del mismo debe ser tal, desde luego, que permita el movimiento del operador con la cámara, aún cuando no puede ver el objeto filmado en forma directa. Este tipo de toma tiene algunas aplicaciones interesantes y conviene tomarlo en cuenta.

3) La iluminación artificial

Cuando se usa iluminación artificial, es conveniente utilizar dos fuentes de luz como vemos en la figura 6.A, para evitar la formación de sombras muy pronunciadas. En la figura 6.B vemos cómo una lámpara única produce una sombra muy intensa y visible. Esto se puede suavizar, como vemos en la figura 6.C por medio de un papel tipo manteca o tela de dibujo, que se coloca delante de la lámpara. Tenga cuidado de colocar el papel a distancia suficiente para evitar que el mismo se queme por efec-



Distintas posibilidades de enfoque.



La iluminación de la escena.

to del calor de la lámpara. Otra forma se observa en la figura 6.D, donde se dirige la lámpara contra el techo para lograr una iluminación con luz difusa. Este tipo de iluminación puede sin embargo, producir una alteración en los colores de la filmación debido a los colores de la pared y techo que pueden alterar los colores originales.

Con los Camcorder que se usan en la actualidad, el problema de la iluminación está, sin embargo, ampliamente superado. La mayoría de estos equipos posee una sensibilidad de 7, 3 y hasta de 1 lux, lo que prácticamente significa que se puede filmar en cualquier lugar medianamente iluminado, ya sea en forma natural o artificial. En la mayoría de los casos la cámara "ve" mejor que las personas. Quiere decir, que si una persona puede ver una escena, la cámara también lo puede hacer. El problema de la iluminación se reduce entonces a suministrar eventualmente alguna iluminación para un efecto especial, pero no para permitir simplemente la filmación.

4) La edición de películas de video

Las escenas que se filman, raras veces son usadas en la misma secuencia y/o duración en la película terminada. Por lo tanto se suele "editar" el cassette original, para cambiar la ubicación o duración de las escenas y para agregar títulos, leyendas, música, voces, etc. El procedimiento para editar en video es el siguiente.

Se coloca en el Camcorder un cassette virgen que tendrá la función de contener la película terminada al finalizar el proceso de edición. El cassette previamente grabado es colocado en un videograbador que tiene que ser desde luego del mismo sistema que el cassette original y el Camcorder con el cual fue grabado el mismo. Se conectan las salidas del videograbador marcadas VIDEO OUT y AUDIO OUT a las entradas del Camcorder, marcadas VIDEO IN y AUDIO IN. Esta conexión se efectúa a través del adaptador de la corriente alterna que está preparado para este tipo de conexión. Generalmente, los Camcorder están también equipados con los cables y conectores especiales necesarios para esta operación. Se utiliza el televisor habitual para monitorear todo el proceso.

El primer paso es generalmente la filmación de los títulos de la película que se desea editar.

El guión para una película sobre una boda.

En este caso se coloca el Camcorder en la posición de cámara y se filma un letrero previamente preparado, por ejemplo con la inscripción: "Producciones CARLITOS presenta" (si el operador se llama Carlitos, si no se elige el nombre que más le agrada). A continuación se filma otro cartelito con el título de la película, por ejemplo: "La boda", si se filma un casamiento. Tenga en cuenta que para lograr la continuidad absoluta de la película es necesario controlar la última toma con el botón REVIEW, como vimos anteriormente. En este caso, donde ya estamos elaborando la versión final de la película, esta precaución es importantísima. La mejor manera para conservar la continuidad de la grabación, es no apagar el Camcorder, sólo pararlo con el botón de grabación. Sin embargo, en esta posición de RECORD/PAUSE, el Camcorder se apaga automáticamente si no se pone en marcha dentro de 4 ó 5 minutos después de la interrupción. Por lo tanto es necesario tener todo preparado para poder filmar con un mínimo de interrupciones. Conviene preparar un "guión" antes de comenzar, aunque sea sólo en forma mental, pero preferentemente por escrito. Esto facilitará la edición correcta. Una vez terminada la parte de los títulos y leyendas, se pasa el Camcorder del modo de cámara al modo de grabador. Esto se logra generalmente, abriendo la tapa de controles que pone al descubierto los controles de la función de grabador. Verifique en este caso por medio del numerador visible en el visor electrónico, si esta conmutación no afecta la numeración de la cinta. En los equipos de última generación es éste el caso, pero en modelos anteriores la conmutación de cámara a grabador puede afectar la posición de la cinta, lo que queda evidenciado por la posición del numerador.

Una vez en la posición de grabador el Camcorder queda listo para grabar por medio de los cables que lo conectan con el grabador externo que contiene el cassette grabado originalmente, siempre y cuando la llave selectora de entradas del adaptador se encuentre en la posición de VCR o de LINE, como se designa en muchos modelos. Si no se efectúa este cambio de posición de la llave selectora, la señal externa no llegará al Camcorder. Una vez verificado el pasaje correcto de la señal, se procede a copiar las escenas elegidas en la duración y secuencia que el guión prevé y se finaliza la película con un letrerito que dice "FIN" o algún otro mensaje alusivo.

Con respecto a los títulos, queremos mencionar que el aspecto más importante de los mismos no es su tamaño, ya que el Camcorder permite filmar letreros de 6 x 9 cm (con el lente en MACRO) o de 60 x 90 con el lente normal.

El parámetro más importante que se debe tener en cuenta es su relación de aspecto, o sea el ancho dividido por la altura. Este número debe ser de 1,33 a 1,5 para poder enfocar el cartel correctamente.

Una vez terminada la parte pictórica de la película, se puede proceder a agregarle el sonido que se desea introducir. En muchas tomas será el sonido original de la escena filmada, pero en otras tomas debe ser un sonido doblado. Los Camcorder poseen amplias posibilidades para lograr el doblaje del sonido desde diversas fuentes, sin afectar la imagen grabada.

En la figura 7 vemos una sugerencia para un guión de esta naturaleza. Esperamos que la presente nota sea de utilidad para los futuros productores de video que se encuentran entre nuestros lectores. ●

CONSTRUCCION DE DISIPADORES

La máxima potencia que un transistor puede disipar depende pura y exclusivamente de la construcción del transistor y está comprendida entre algunos miliwatt y varios cientos de watt. Esta máxima potencia depende del tamaño de las uniones y por la máxima temperatura que puede soportar la juntura base-colector; para los transistores de germanio esta temperatura tiene el límite en unos 100°C mientras que para los transistores de silicio esta juntura puede soportar temperaturas de hasta unos 200°C. Todo esto nos lleva a la necesidad de emplear disipadores.

Por Luis H. Rodríguez

La temperatura de una juntura puede incrementarse por aumento de la temperatura ambiente o por autocalentamiento. El fabricante suele indicar la máxima potencia del transistor para una temperatura de carcaza (caja del transistor) de 250. Por otro lado, el autocalentamiento procede de la potencia disipada en la unión de colector; si ésta se incrementa sube la temperatura de la juntura y en consecuencia vuelve a aumentar la disipación de potencia. De continuar este fenómeno, la acumulación de calor será tan grande que provocará el deterioro del transistor.

Resistencia Térmica - Area de operación segura

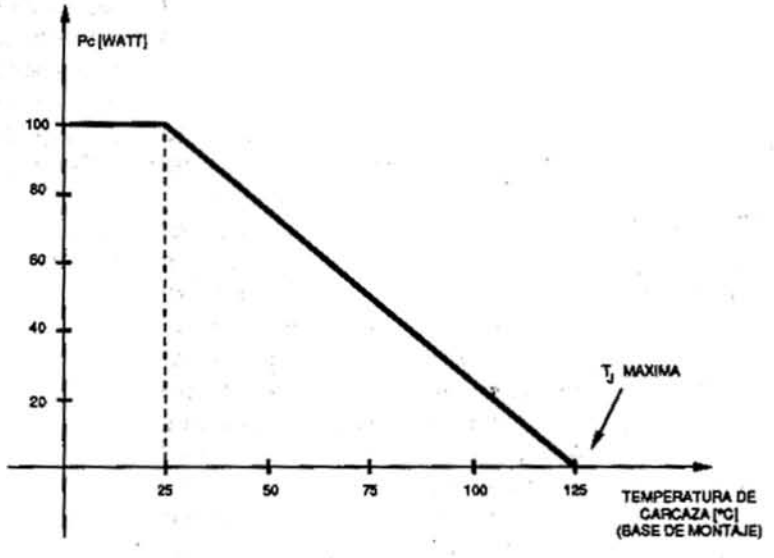
Experimentalmente, se ha determinado que la temperatura de equilibrio que alcanza la juntura o unión de colector de un transistor es proporcional a la potencia disipada por dicha unión. En fórmulas:

$$T_J - T_{mb} = C \cdot P_{tot}$$

donde:
T_J = temperatura de la juntura
T_{mb} = temperatura ambiente
P_{tot} = Potencia en watt disipada por la unión
C = Resistencia térmica desde la juntura hacia la base del montaje del transistor y se la suele denominar $R_{th\,J\text{-}mb}$

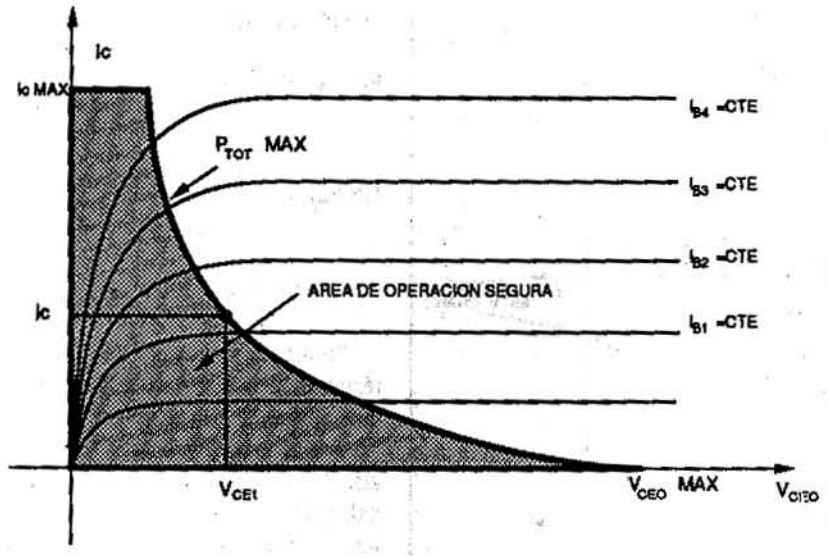
La "resistencia térmica" depende del

1



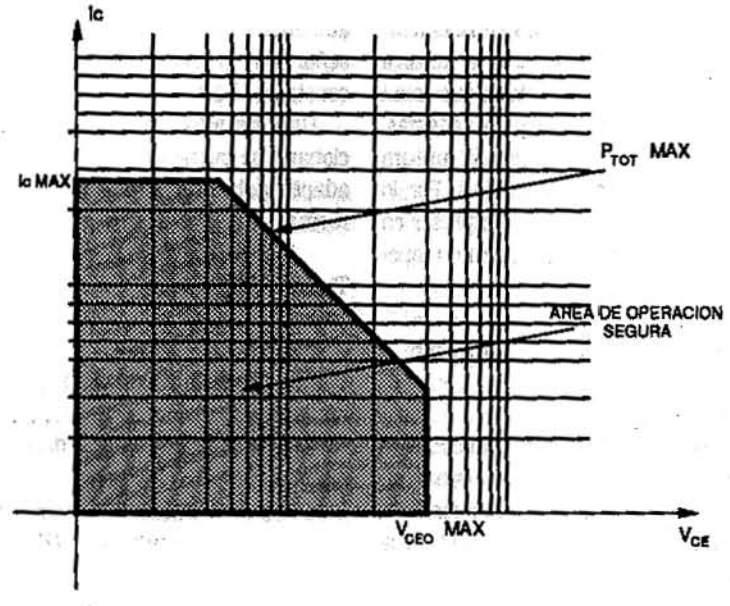
Un transistor a temperatura ambiente (25°C) puede disipar una potencia máxima que en este caso es de 100 watt; a medida que aumenta la temperatura de la carcaza, el valor de Pc disminuye hasta hacerse "0" para la máxima temperatura admisible por el transistor.

2



El Area de Operación Segura del Transistor está determinada por los valores de IC máx.; VCEO máx. y Ptot. máx. Estos valores no deben sobrepasarse.

3



Si se expresa la máxima potencia de disipación en un gráfico doble logarítmico, la Ptot. máx. toma la forma de tramos rectos más fáciles de leer.

tamaño del transistor, de la convección o radiación al ambiente, del tipo de disipación de calor (ventilación forzada si se la emplease) y de la conexión térmica del transistor con un disipador de calor.

Cuando se utiliza un disipador eficiente, la resistencia térmica puede alcanzar valores de 0,25°C/w para transistores de potencia, mientras que para transistores de baja señal al aire libre es bastante razonable 1000°C/w. Hemos dicho que la máxima potencia de colector Pc para un funcionamiento seguro se especifica a 25°C; por lo tanto si la temperatura ambiente es superior a este valor, Pc deberá disminuir. En el extremo en que la juntura alcance el valor máximo de temperatura ambiente es superior a este valor, Pc deberá disminuir. En el extremo en que la juntura alcance el valor máximo de temperatura que puede soportar el valor de Pc se reduce a 0 watt. Lo dicho se muestra en la figura 1.

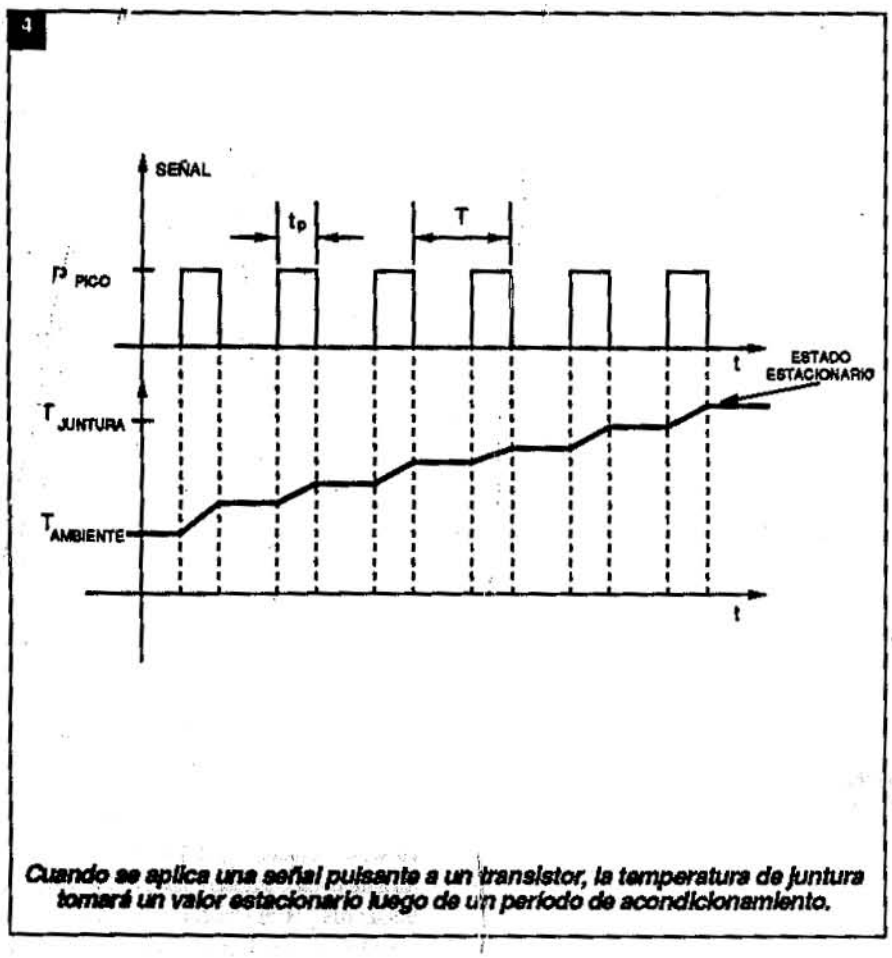
En la figura 1 se puede observar que el transistor del ejemplo puede disipar una potencia máxima de colector de 100 watt para temperaturas de la cápsula de hasta 25°C; a medida que aumenta la temperatura de la carcaza la máxima potencia que puede disipar el colector sin destruirse va disminuyendo hasta hacerse "0" watt cuando la carcaza alcanza los 125°C. La resistencia térmica del transistor viene dada por la recíproca de la pendiente de la línea inclinada de la figura, que en nuestro caso será:

$$Rth = \frac{100°C}{100w} = 1°C/w$$

Esto es así porque desde 25°C hasta 125°C (la diferencia da 100°C) la potencia máxima que puede disipar el colector se reduce desde 100 watt a 0 watt.

Area de operación segura en corriente continua

El fabricante de transisotres suele dar los valores máximos de corriente de colector (IC máx.) y de la tensión colector-emisor (VCEO máx.). Estos límites junto con la potencia máxima (Ptot. máx.) que puede soportar el transistor determinan



Cuando se aplica una señal pulsante a un transistor, la temperatura de juntura tomará un valor estacionario luego de un período de acondicionamiento.

el Area de Operación Segura del dispositivo.

Estos límites pueden superponerse sobre las curvas típicas de salida del transistor según muestra la figura 2:

La curva que define la máxima potencia que puede disipar el transistor tiene la forma de una hipérbola y suele denominársela: "Hipérbola de Máxima Disipación".

Esta hipérbola junto con los valores de I_C máx y VCEO máx. definen el Area de Operación Segura del transistor para su funcionamiento en corriente continua.

Si los valores de I_C y V_{CE} se expresan en escala logarítimica, el límite Ptot. máx. adquiere la forma de una recta que puede leerse con mayor claridad (figura 3).

En resumen, se ha visto que la potencia total máxima de disipación de la juntura base-colector (Ptot máx.) depende de la diferencia de temperatura entre la temperatura máxima que soporta la juntura del transistor y la temperatura que toma la base de montaje del transistor; además, de la resistencia térmica desde la juntura a la base de montaje (disipador). Por lo tanto, la fórmula (I) se puede expresar en sus valores límites de la siguiente manera:

Tj máx. - Tmb = Ptot máx • Rth j-mb

Cálculo 1:

Cuál será la Potencia total máxima en régimen continuo que puede disipar un transistor que soporta una temperatura de juntura máxima Tjmáx. = 180°C si la base del montaje se encuentra a una temperatura de 30°C siendo la resistencia térmica dada por el fabricante Rth j-mb = 2,8°C/W

Sabemos que:

Tj máx. - Tmb = Ptot máx. - Rth j-mb

Luego, despejando:

$$Ptot\ máx. = \frac{Tj\ máx. - Tmb}{Rth\ j\text{-}mb}$$

$$Ptot\ máx. = \frac{180°C - 30°C}{2{,}8°C/W} = \frac{150}{2{,}8}\ watt$$

Ptot máx. = 53,57 watt

En este caso, el valor de la resistencia térmica Rth jmb = 2.8 determina la resistencia térmica entre juntura y carcaza del transistor más la resistencia térmica del aislante usado para fijar el transistor de calor. Si no se usara disipador, la resistencia térmica sería mucho mayor.

Lo visto hasta ahora, trata solamente las condiciones de corriente continua pero no debemos olvidar que el transistor puede operar en régimen pulsante:

Area de operación segura para régimen pulsante

Cuando se aplica una señal pulsante a un transistor, su temperatura de juntura aumentará por saltos de acuerdo con la señal aplicada hasta alcanzar un régimen constante (figura 4).

Una vez alcanzada la condición estacionaria se puede reescribir la ecuación I adaptándola a nuestro caso de la siguiente forma:

Tj pico - Tmb = P pico x Zth j-mb

fórmula II

donde:

Tj pico: temperatura de la juntura en estado de régimen

P pico: potencia de pico que disipa el transistor

Zth: impedancia térmica para transistorios

La impedancia térmica Zth no sólo depende de la resistencia térmica de juntura sobre la base de montaje sino también del ancho del pulso (tp) y del período de la señal T.

En general, los fabricantes suelen expresar en los manuales de semiconductores el valor de Zth j-mb en un gráfico similar al de la figura 5.

Si queremos escribir la fórmula II en función de la temperatura de juntura máxima se tendrá:

Tj máx. - Tmb = Ppico máx. Zth j-mb
fórmula III

Luego, igualando fórmula I y III se tiene:

P pico máx. • Zth j-mb = Ptot máx. • Rth j-mb

Despejando:

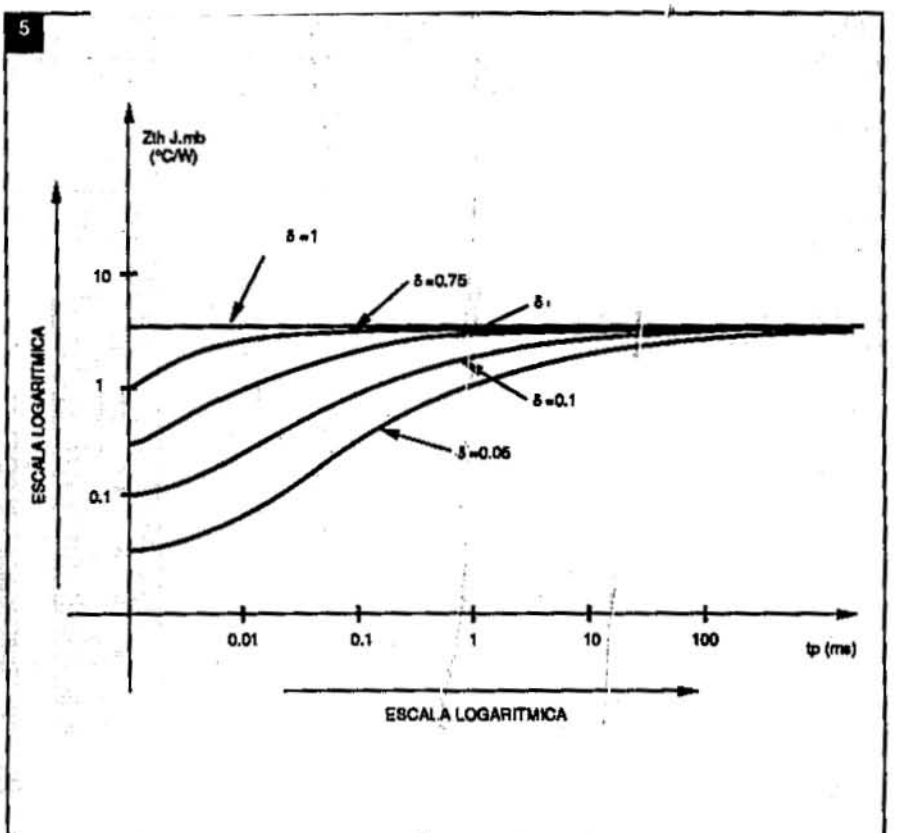
$$P\ pico\ máx. = Ptot\ máx. \cdot \frac{Rth\ j\text{-}mb}{Zth\ j\text{-}mb}$$

Donde:

$$\frac{Rth\ j\text{-}mb}{Zth\ j\text{-}mb} = Mp$$

Mp recibe el nombre de "factor de multiplicación de potencia" y suele ser un dato suministrado por los fabricantes. Como vemos, la máxima disipación de potencia de un transistor depende de varios factores muchos de los cuales no tendremos en cuenta en esta lección. Damos aquí los conceptos básicos fundamentales como para poder atacar el estudio de la estabilidad térmica de un amplificador pero no analizaremos todos los factores que hacen al diseño de los mismos.

5



Cuando se aplica una señal pulsante a un transistor, la impedancia térmica depende del tipo de señal aplicada; para ello los fabricantes proveen un gráfico similar al mostrado en esta figura.

Más acerca de la impedancia térmica

Cuando circula corriente por un semiconductor se disipa en él una potencia que depende de la tensión entre bornes de la pastilla y de la corriente que la atraviesa; como resultado de ello se produce un aumento de temperatura que depende no sólo de la potencia disipada sino también de la rapidez con que el calor escapa de la juntura al ambiente. La rapidez con que el calor escapa de la juntura depende de la resistencia térmica y de la capacidad de los materiales del dispositivo semiconductor.

El equilibrio se alcanza cuando la cantidad de calor generado por la pastilla es igual a la cantidad de calor desalojado hacia el medio ambiente, punto a partir del cual se estabiliza la temperatura de juntura.

Podemos definir entonces Resistencia Térmica como la medida en que un material se opone a la circulación de calor. Para calcular la máxima potencia que puede disipar un transistor no sólo se deben analizar los caminos térmicos desde la juntura a la carcaza.

Para los transistores de potencia en los cuales la pastilla de silicio se monta directamente sobre la carcaza, la resistencia térmica total interna de la juntura a la carcaza (Rth j-mb o Rj-c) puede tomar, como ya hemos dicho, valores menores de 1°C/watt. Sin embargo, si el transistor no va montado sobre un disipador, la resistencia térmica de la carcaza del transistor al aire ambiente es tan grande en comparación con la de la juntura a la carcaza que la resistencia térmica total de la juntura al aire ambiente (Rth j-a) queda determinada por el valor desde la carcaza al medio ambiente.

Por ejemplo, la resistencia térmica entre la carcaza y el medio ambiente de un transistor con encapsulado T066 es de 60°C/w; por lo tanto si se desea disminuir este valor de resistencia térmica entre carcaza y ambiente a valores aproximados a Rth j-c, el transistor debe utilizarse montado sobre un disipador externo.

Uso de disipadores de calor

El propósito principal de un disipador es aumentar la superficie de disipación de calor con el objeto de disminuir la resistencia térmica de un semiconductor entre carcaza y medio ambiente.

En realidad, la resistencia térmica del disipador consiste en la suma de la resistencia térmica de la carcaza al disipador donde el calor se transfiere por conducción y la resistencia térmica del disipador al aire ambiente donde la transmisión de calor se efectúa por convección y radiación.

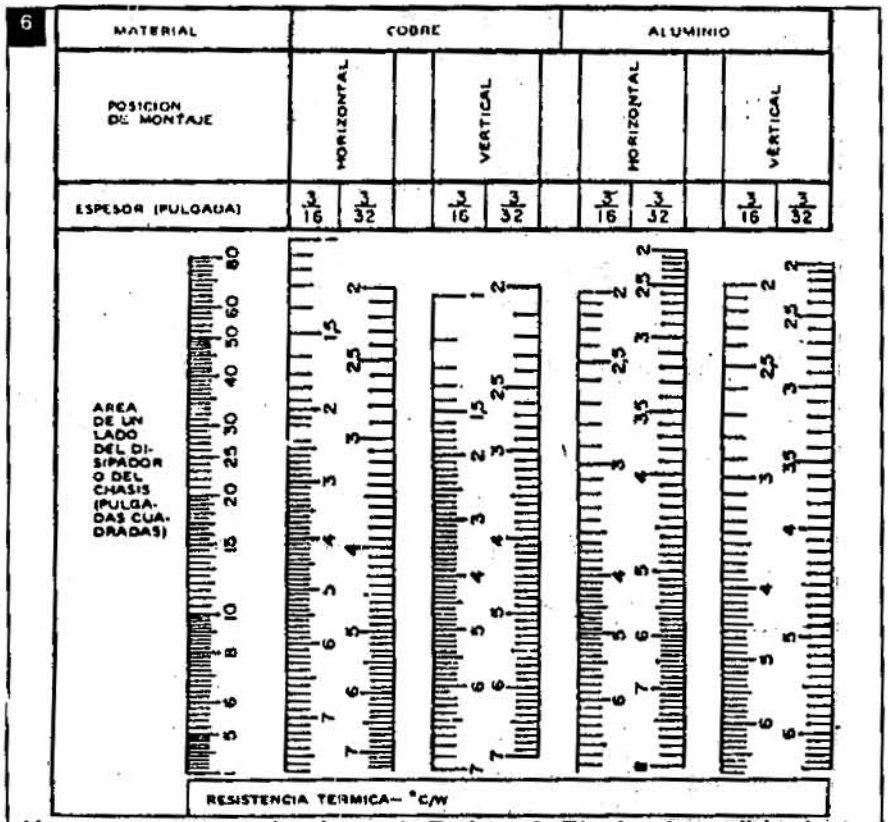
La resistencia térmica de la carcaza al disipador posee, a su vez, dos componentes, una es causada por las irregularidades en las superficies y se minimiza con el uso de grasa siliconada y la otra es debida al uso de los aislantes eléctricos que puedan utilizarse entre el transistor y el disipador.

La mayoría de los disipadores utilizados en la actualidad son el resultado de vastas experimentaciones con la transferencia de calor mediante los procesos de radiación, conducción y convección en una determinada aplicación. No existen fórmulas de diseño definidas que permitan proporcionar las especificaciones de los disipadores para una determinada aplicación, pero sí hay varias reglas prácticas que permiten mejorar el diseño de los mismos; por ejemplo:

- La superficie del disipador debe ser lo más grande posible para permitir la máxima transferencia de calor posible.
- Se debe pintar la superficie del disipador de color negro mate si se requiere una transmisión de calor óptima por radiación.
- El disipador no debe tener "puntos calientes", es decir, no se deben establecer gradientes térmicos excesivos a través del disipador.
- El diseño del disipador debe ser tal que por lo menos la unidad de la carcaza del transistor debe estar en contacto íntimo con dicho disipador.
- De utilizarse un montaje mecánico entre transistor y disipador, las superficies deben estar ligadas por medio de grasa siliconada para facilitar la conducción de calor a través de la superficie de contacto.

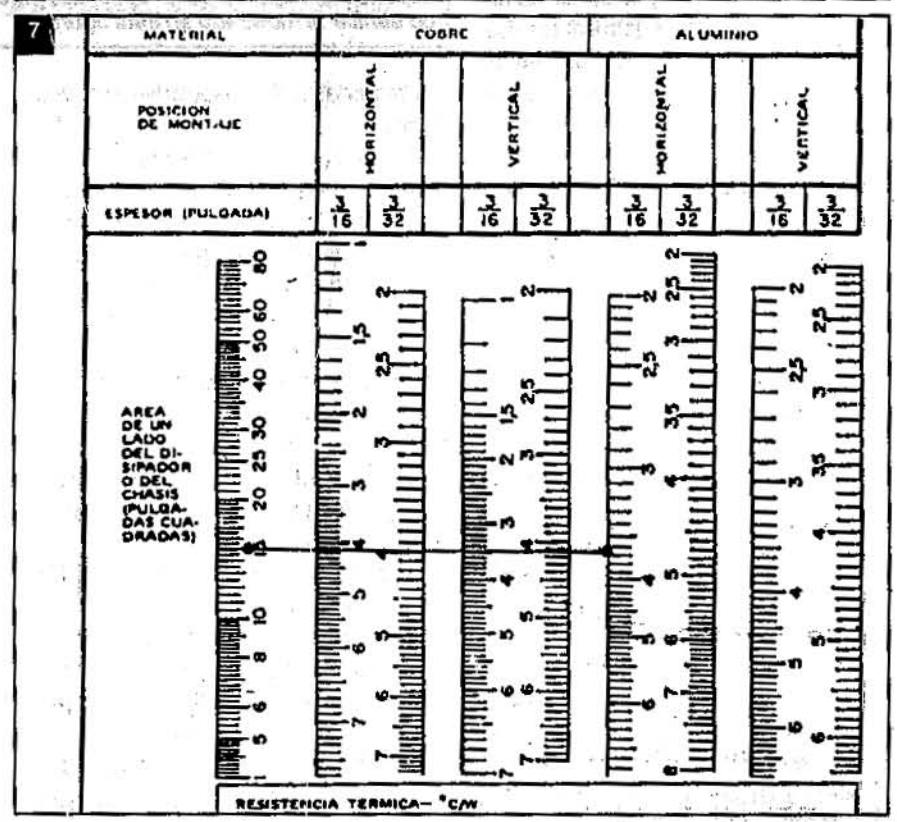
Los disipadores de calor se producen de diversos tamaños, formas, colores y materiales; y en todos los casos, el fabri-

6



Nomograma que permite obtener la Resistencia Térmica de un disipador teniendo como dato las dimensiones del disipador (área y espesor).

7



cante provee los datos exactos del diseño.

Se fabrican disipadores de varios tipos, a saber:

- Disipadores con aletas verticales cilíndricas o radiales
- Disipadores con aletas horizontales cilíndricas.
- Disipadores con aletas verticales planas.

En todos los casos, la transmisión de calor al aire ambiente se efectúa por convección y radiación.

Si bien existen fórmulas y gráficos orientativos usados por los fabricantes para el diseño de disipadores, como ya hemos expresado, no puede arribarse a datos precisos pero para que el lector de Saber Electrónica pueda conocer la resistencia térmica de determinados disipadores reproducimos en la figura 6 un nomograma publicado en Elecronic Design el 16 de agosto de 1961 que permite conocer la resistencia térmica de un disipador de placas verticales que se aplica para acabados brillantes naturales sobre cobre o aluminio; el único dato necesario es el área de un lado del disipador expresada en pulgadas cuadradas:

Para utilizar esta tabla, o bien debo conocer la resistencia térmica requerida del disipador, y con ella calcular las dimensiones y el material del mismo o, dadas las dimensiones poder conocer el valor de la resistencia térmica.

Si conocemos el área del disipador en pulgadas cuadradas, ubicamos este valor en la escala de la izquierda y trazamos una linea horizontal a través del gráfico desde este valor. Luego se lee el valor de la Resistencia Térmica máxima de acuerdo con el espesor del disipador, el material de construcción y la posición de montaje.

Si se desea calcular el disipador se procece de la siguiente manera:

Cálculo 2:

Se desea construir un disipador de calor con una resistencia térmica de 3,65°C/w, para ello se utilizará una plancha de aluminio de 4,75 mm de espesor (3/16") y se lo montará en posición horizontal. ¿Cuál debe ser el área del disipador?

Trazando una linea horizontal que corte a la escala que especifica el área del disipador desde el punto Resistencia Térmica = 3,65°C/w para un disipador de aluminio de 3/16" de espesor que se montará en posición horizontal se tiene que el área de disipación necesaria debe ser de 15 pulgadas cuadradas (9.677,4 mm^2) (figura 7). Para obtener este dato hemos usado el nomograma descripto en este artículo que se muestra en la figura 6.

Por último, debemos tener en cuenta que muchas veces es necesario colocar aisladores eléctricos entre carcaza y disipador que constituyen algún tipo de aislación térmica (poseen Resistencia Térmica).

Suelen utilizarse como aislantes la mica, el óxido de Berilio y el aluminio anodizado. ✪

LA SEÑAL DE BLU
FILTROS EN TRANSMISORES

La señal de BLU es la información a transmitir trasladada en frecuencia en valores por encima o por debajo de una señal portadora y representa una de las bandas laterales de un sistema de AM. Se consigue con este sistema mejorar el rendimiento y disminuir el ancho de banda de transmisión.

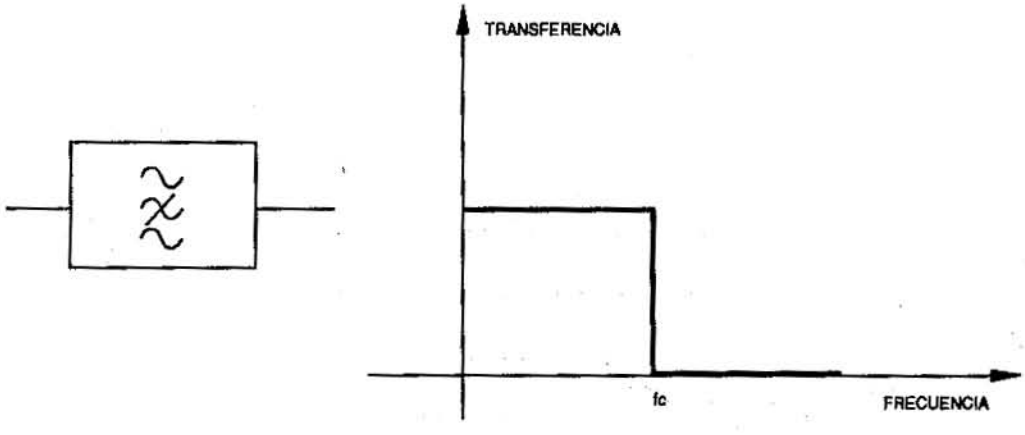
Por Luis H. Rodríguez

Para generar una señal de BLU, básicamente, existen dos métodos, uno de ellos consiste en generar una señal de Doble Banda Lateral con un modulador de producto y luego por medio de un filtro se extrae la Banda Lateral Seleccionada, el otro consiste en generar la señal de BLU por cambios de fase de la portadora y la modulante. El receptor debe ser el mismo para cualquiera de los dos métodos, o sea, no debe necesitar saber cómo se ha generado esa señal. En este artículo se verán los dos métodos básicos de generación de la señal de BLU, cómo deben ser los filtros a usar y qué características debe reunir el receptor.

Generalidades sobre filtros

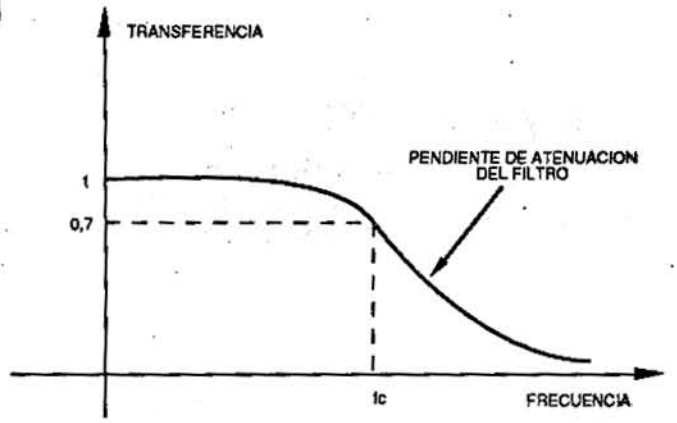
En electrónica, se denomina filtro a un circuito que permite el paso de señales de determinadas frecuencias atenuando el resto. Así tenemos filtros pasabajos que son aquellos que permiten el paso de señales de baja frecuencia y rechazan los

1



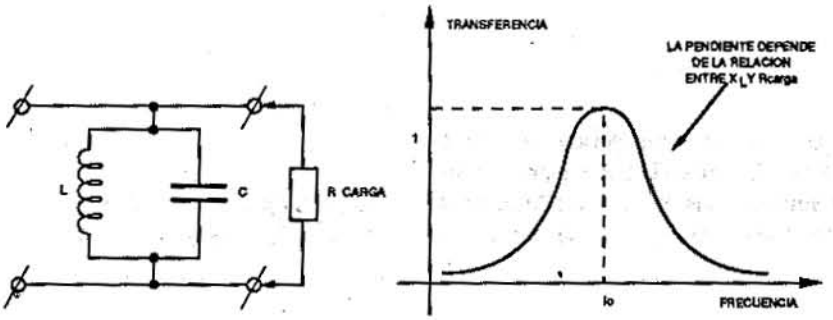
Un filtro pasabajos ideal es aquel que permite el paso de frecuencias bajas y atenúa completamente todos los que superan una frecuencia fc

2



Un filtro real presenta una transición en su transferencia mediante una pendiente de atenuación que dependerá de las características del circuito.

3



Un filtro real presenta una transición en su transferencia mediante una pendiente de atenuación que dependerá de las características del circuito.

de alta frecuencia; filtros pasaaltos que son los que permiten el paso de señales de alta frecuencia y atenúan los de baja frecuencia; filtros pasabanda que no dejan pasar señales de baja frecuencia o alta frecuencia y sólo ofrecen un camino libre para señales dentro de un espectro de frecuencias y filtros rechaza banda que dejan pasar señales de baja y alta frecuencia pero impiden el paso de señales cuyas frecuencias se encuentren entre valores determinados.

En la tabla 1 se ejemplifican estos cuatro tipos de filtros con sus circuitos básicos y sus símbolos.

Estos filtros poseen una curva de respuesta en frecuencia que determinan sus transferencias. Estas curvas de respuesta tendrán una "frecuencia de corte" que será aquella para la cual la transferencia cae al 70% de su valor máximo y una pendiente de atenuación que indicará la forma en que la respuesta cae con la frecuencia y que depende de la pérdida que posean los elementos del filtro y su relación con la resistencia conectada a la salida de los mismos.

Así un filtro pasabajos ideal será aquel que posea transferencia igual a "1" (deja pasar toda la señal sin atenuación) para señales desde frecuencia igual a cero hasta un valor dado por la frecuencia de corte y una transferencia igual a cero para frecuencias superiores a la de corte (figura 1).

A la frecuencia para la cual se produce la transición en el filtro de dejar pasar señales a atenuarlas completamente, se la denomina frecuencia de corte y se la simboliza fc.

En realidad es imposible construir filtros ideales de cualquier tipo y en realidad dicho elemento tendrá una "pendiente de atenuación" existiendo una franja de frecuencia para las que se produce la transición desde máxima transferencia a atenuación total o viceversa, según se trate de un filtro pasabajos o pasaaltos (figura 2).

Para los filtros reales debemos buscar una nueva definición de frecuencia de corte ya que ahora la transición no es abrupta. Se define como frecuencia de corte a aquella para la cual el filtro deja pasar el 70% de la señal.

La frecuencia de corte del filtro depende del valor de los componentes pasivos que lo integran y la pendiente de atenuación de la relación de éstos con la impedancia de carga. Según el tipo de filtro del que se trate, la resistencia de carga podrá influir también en la frecuencia de corte.

Así, por ejemplo, para un circuito resonante paralelo, se tiene una curva de respuesta denominada "campana de gauss" donde el valor de transferencia máxima ocurre para la frecuencia de resonancia del circuito L-C mientras que la resistencia de carga influye en la pendiente de respuesta ya que modificará la selectividad del circuito resonante (figura 3).

El circuito resonante paralelo técnicamente suele denominarse "tanque", su frecuencia de resonancia se calcula:

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LxC}}$$

La pendiente de transferencia del circuito depende de su factor de mérito o selectividad (Q) tal que cuanto mayor sea el Q más selectivo será el filtro.

$$Q = \frac{R_{carga}}{X_L}$$

donde XL se calcula para la frecuencia de resonancia.

En la tabla 2, que vemos más adelante

se resumen las características de transferencia reales de los cuatro tipos de filtros pasivos normales

Para un sistema de BLU se necesitarán filtros en transmisión, que eliminen o atenúen lo suficiente una banda lateral y dejen pasar completamente a la restante. Como es imposible que el filtro tenga un corte abrupto, se trata de que la transición desde máxima atenuación hasta mínima atenuación sea lo más reducida posible (en frecuencia).

Así, por ejemplo, si un filtro pasaalto posee una frecuencia de corte de 100kHz y se considera que debe presentar atenuación aceptable para 98kHz, la transición de frecuencias ΔF para la cual el filtro presenta características intermedias será de 2kHz ya que

$$\Delta F = f_{max} - f_{min}$$
$$\Delta F = 100kHz - 98kHz$$
$$\Delta F = 2kHz$$

Se denomina "complejidad" del filtro a la relación entre la frecuencia de corte fc y la transición de frecuencias Δf

$$C = \frac{f_c}{\Delta F} = \frac{f_c}{f_{max} - f_{min}}$$

Evidentemente cuanto más grande sea esta relación más nos estaremos acercando a las características de un filtro ideal y, por supuesto, más complicado será el filtro (figura 4).

En el caso de la figura hemos considerado como ΔF a la resta entre las frecuencias para las cuales la transferencia del filtro vale 0,7 y 0,3 respectivamente pero en general estos son valores que se definen cuando se habla de los filtros (no están normalizados).

Por ejemplo, en el filtro pasaaltos del que hemos estado hablando, la complejidad vale:

$$C = \frac{f_c}{\Delta F} = \frac{100kHz}{2kHz} = 50$$

Un filtro con complejidad igual a 50 es practicable pero en la medida que este valor aumenta más difícil de construir es el filtro y se puede llegar al caso en que aun con filtros activos de segundo o tercer orden no se pueden conseguir resultados satisfactorios, ya que para construirlos se requiere un costo muy elevado.

En ocasiones se prefiere hablar de la distorsión o deformación del filtro que es la inversa de su complejidad y suele denominársela con la letra G.

$$G = \frac{I}{C} = \frac{\Delta F}{f_c}$$

En el caso analizado

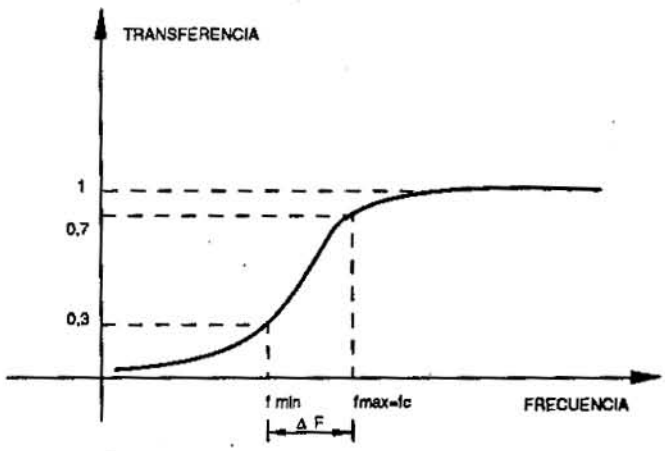
$$G = \frac{2kHz}{100kHz} = 0{,}02$$

Como este valor suele ser muy chico se conviene en hablar en deformación o distorsión porcentual del filtro.

$$G\% = \frac{\Delta F}{f_c} \times 100$$

Así, por ejemplo, es fácil construir un filtro con G% superior al 10% pero en la

4



Una característica importante de un filtro es su complejidad que se mide como la relación entre la frecuencia de corte y la transición de frecuencias

5

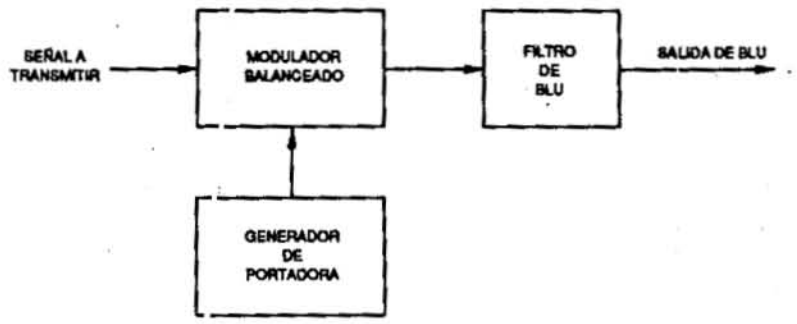


Diagrama en Bloques de un transmisor básico de BLU por el método de filtro.

medida en que aumenta este valor más complicado es el diseño del mismo.

Generación de la Señal de BLU por el método del Filtro.

Es el método más empleado actualmente. La estabilidad y exactitud del transmisor están determinadas principalmente por la estabilidad y calidad el oscilador que genera la portadora de RF pero los circuitos más importantes son el modulador balanceado y el filtro necesario para obtener la señal de BLU en sí misma.

Recuerde que al modulador balanceado ingresará la información a transmitir y la señal portadora con la cual se obtiene una señal DBL y luego, por medio de un filtro, se obtiene la señal de BLU (figura 5).

Existen muchas variantes de moduladores balanceados según se ha analizado, pero para obtener la salida en BLU cada una de las bandas laterales puede pasar o rechazarse empleando el filtro apropiado. Si bien se pueden adaptar distintos tipos de filtros, éstos deben reunir las condiciones mínimas de complejidad y potencia; así es común el uso de filtros LC elaborados, muchas veces activos y también pueden encontrarse redes construídas con cristales de cuarzo.

Los requerimientos de diseño del filtro son los factores primordiales que determinan la frecuencia en la que debe funcionar el oscilador de portadora.

Supongamos, por ejemplo, querer transmitir una información cuyo espectro abarca de 100Hz a 3000Hz sobre una portadora de 1MHz como indica la figura 6.

Como puede observarse, si se quiere tomar la BLS habrá que emplear un filtro pasaaltos que atenúe totalmente las frecuencias bajas hasta 999.900Hz (1.000.000 - 100) y que permita el paso de las señales cuyas frecuencias superen 1.000.100Hz (1.000.000 + 100) con lo cual su deformación porcentual deberá ser:

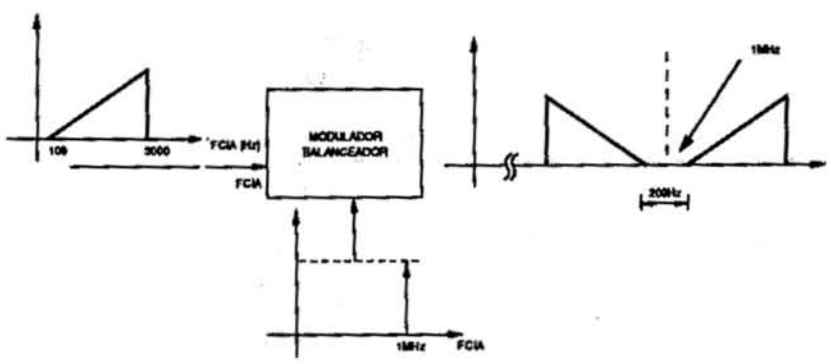
$$G\% = \frac{\Delta f}{f_c} \times 100 = \frac{200Hz}{1.000.100} \times 100$$

$$G\% \cong 0{,}02\%$$

Lo que resulta un valor muy chico que indica que el filtro es de difícil diseño, o sea, muy caro y en ocasiones hasta impracticable.

Por esta razón, en la práctica suelen producirse las bandas laterales modulando sobre una portadora de RF baja (generalmente 100kHz o 300kHz) donde se pueden conseguir filtros de buena calidad con facilidad. ●

6



Modulación de una información sobre una portadora de 1MHz.

Tabla 1

DENOMINACION DEL FILTRO	CIRCUITO	SIMBOLO
PASA BAJO	L, C, ENTRADA, SALIDA	
PASA ALTO	C, L, ENTRADA, SALIDA	
PASA BANDA	ENTRADA, C, L, SALIDA	
RECHAZA BANDA	L, C, ENTRADA, SALIDA	

Tabla 2

DENOMINACION DEL FILTRO	CIRCUITO POSIBLE	TRANSFERENCIA
PASA BAJO	L, C; R, C	TRANS., 1, 0,7, fc, FCIA.
PASA ALTO	C, L; C, R	TRANS., 1, 0,7, fc, FCIA.
PASA BANDA	C, L	TRANS., 1, 0,7, fc fo fc, FCIA.
RECHAZA BANDA	L, C, ENTRADA, SALIDA	0,3, fc fo fc, FCIA.

CURSO BASICO DE TELEVISION

Lección 6

¿Dónde va la señal después del selector de canales? ¿Cuál es la primera fase de su procesamiento? A partir del selector de canales comienza un complejo proceso de preparación de las señales de TV para que las mismas puedan producir al final una imagen y, además, el sonido correspondiente. La siguiente etapa que estudiaremos es la amplificadora de FI de video, que aparece en esta lección. En la misma, la señal del selector, ya con la frecuencia alterada, sufre una serie de amplificaciones.

La etapa amplificadora de FI de video

Como vimos en la lección anterior, en la salida del selector tenemos una señal de frecuencia fija que corresponde a la frecuencia intermedia o FI, exactamente como en los receptores superheterodinos de radio.

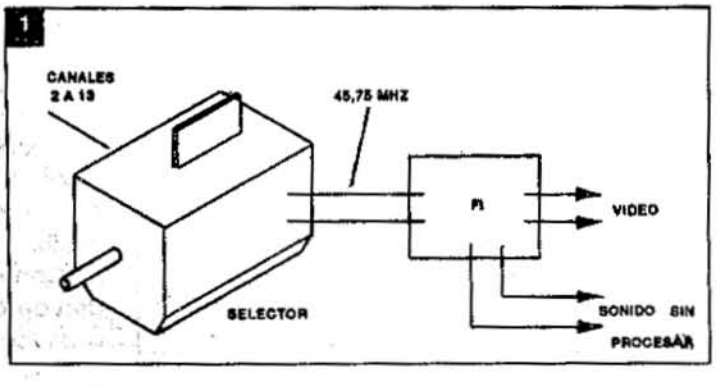
La figura 1 muestra lo que ocurre.

Cualquiera sea la frecuencia de la señal captada, la misma es llevada a un valor fijo en el selector, pues así resulta más fácil su amplificación posterior. Si el circuito para amplificar la señal tuviera que ser sintonizado en cada frecuencia que queremos recibir, el mismo se volvería extremadamente crítico, pues debería haber un ajuste individual para cada canal en cada etapa. Trabajando en frecuencia fija, tenemos un ajuste único.

Sin embargo, al contrario de los amplificadores de FI de las radios, los de TV exigen características especiales bien diferentes.

De hecho, mientras el ancho de un "canal" de radio AM es de solamente 10 kHz, y el de FM está alrededor de 150 kHz, para un canal de TV tenemos un ancho de 4,5 MHz. ¡En otras palabras, el ancho del canal de TV es 450 veces mayor que el ancho de un canal de AM y 30 veces mayor que el de un canal de FM!

Los circuitos amplificadores de FI deben por lo tanto amplificar al mismo tiempo señales con una separación de 4,5 MHz, que corresponden al sonido y a la imagen.

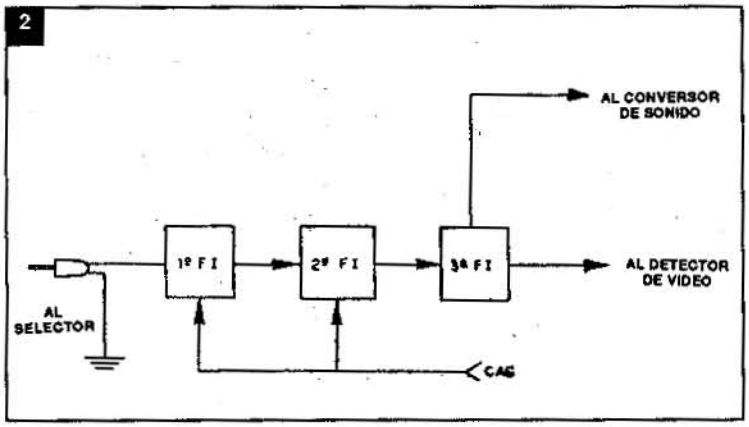


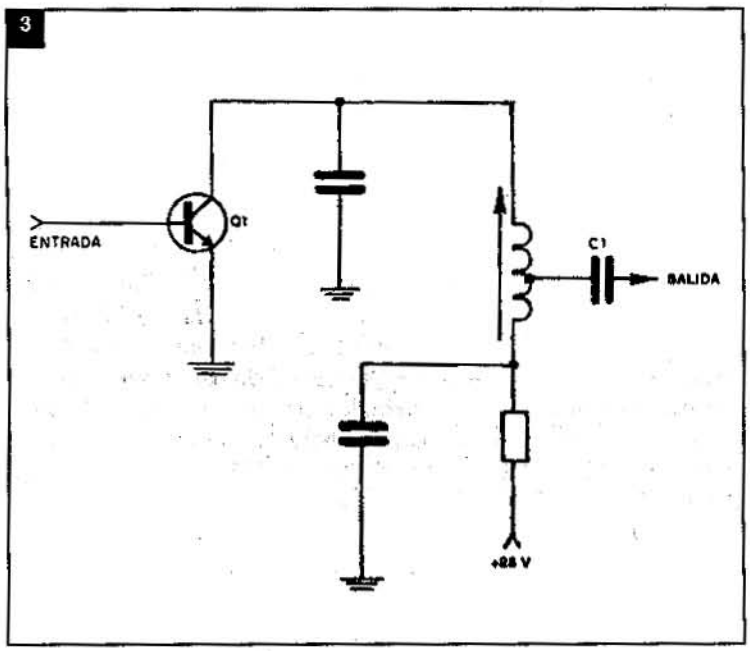
¿Cómo se hace esto?

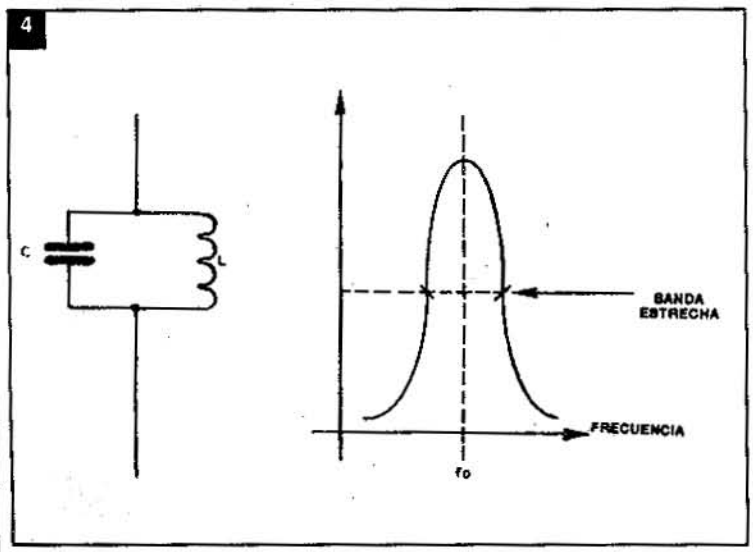
Los aparatos de TV comunes modernos utilizan tres etapas amplificadoras que pueden tener por base transistores o válvulas y que proporcionan una ganancia del orden de 8000 veces en su final.

Una señal de aproximadamente 500 microvolt obtenida en el selector puede entonces llegar a los 3 volt de amplitud, lo que será suficiente para excitar las etapas que vendrán posteriormente.

El valor de la señal de FI de imagen es de 45,75 MHz y de la señal portadora







de sonido es de 41,25 MHz, estando también presente una señal de 42,17 MHz en el caso de los televisores en colores que corresponde a la subportadora de color.

En los televisores antiguos existía un circuito amplificador separado para la FI de sonido. En los aparatos modernos, el sonido es amplificado junto con la "imagen" en un sistema denominado "interportadoras".

En la figura 3 tenemos un circuito típico de etapa amplificadora de FI usada en TV.

Como en el caso de los receptores de radio, encontramos en estas etapas circuitos sintonizados, o sea, circuitos LC que dejan pasar solamente las señales de una determinada frecuencia.

En este punto el lector puede manifestar una duda: si dijimos que los amplificadores de FI de los televisores dejan pasar una banda bien ancha de frecuencias, del ancho de 4,5 MHz correspondiente al canal, ¿cómo se puede usar un circuito sintonizado en una frecuencia única?

Realmente, si se usara solamente una bobina y un capacitor en paralelo en el circuito resonante, como muestra la figura 4, la misma presentaría un alto "Q", o sea, factor de calidad con una respuesta muy aguda en determinada frecuencia.

Solamente las señales de esta frecuencia pasarían, y las de las frecuencias cercanas serían rechazadas.

En las etapas de FI de los televisores, debido a la necesidad de dejar pasar una banda más ancha de frecuencias, lo que se hace es bajar el "Q" del circuito con la conexión de un resistor en paralelo (fig.5).

Con el valor indicado, del orden de 6k, el "Q" del circuito baja a un factor de 80, lo que significa

que la banda exacta de pasaje de la señal de frecuencia intermedia de sonido y de imagen puede pasar sin problemas y así ser amplificada.

Este proceso de bajar el "Q" de un circuito en la etapa de FI de TV recibe el nombre de "amortiguación" (?).

Cuestionario I

Pregunta 1

¿Las etapas de frecuencia intermedia de un televisor trabajan con qué tipos de señales?

a) De la frecuencia de la estación que se está recibiendo.
b) Con señales de frecuencia fija.
c) Con señales de audio.
d) Con señales de frecuencia modulada en audio.

Respuesta

Como vimos, la principal finalidad de las etapas de frecuencia intermedia es amplificar las señales de las estaciones, pero de una forma más conveniente, en una frecuencia fija que es obtenida a través del batido del oscilador local con la señal captada, esto es en el selector. De esta forma, los circuitos sintonizados sólo precisan un ajuste, quedando de este modo listos para operar en cualquier canal sintonizado. La respuesta correcta es la b.

Pregunta 2

Un circuito sintonizado LC presenta gran selectividad, dejando pasar solamente una banda muy estrecha de frecuencias alrededor de aquella para la cual es sintonizado. En estas condiciones podemos decir que:

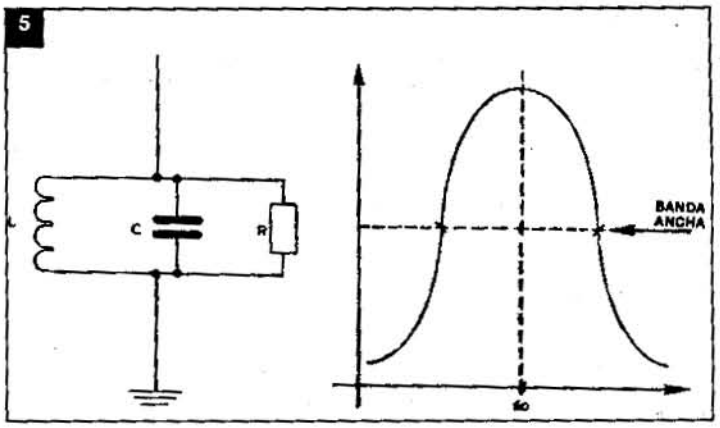
a) Su Q es alto.

b) Su Q es bajo.

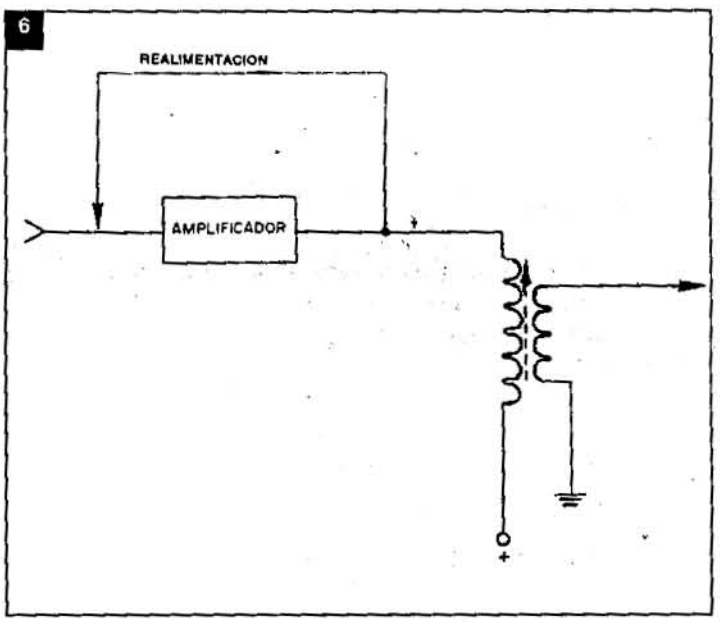
c) Su Q es medio.

d) No podemos decir nada respecto a su Q.

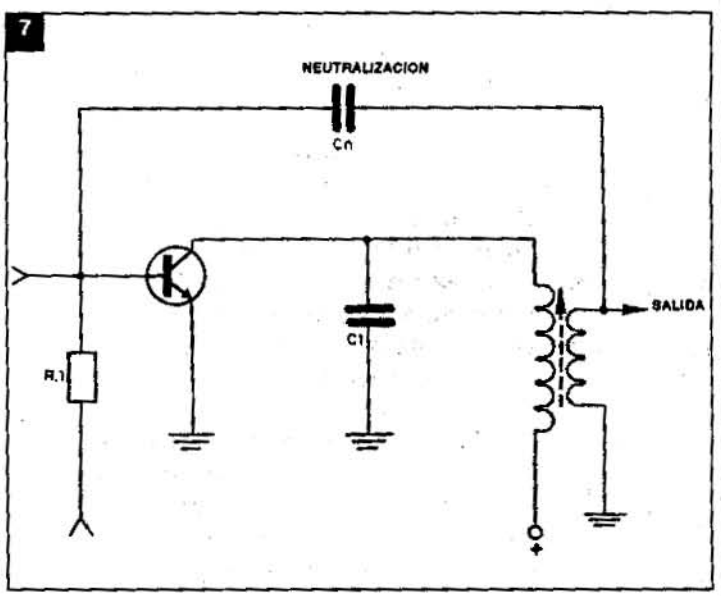
5



6



7



Respuesta

El factor Q, o factor de calidad, es tanto mayor cuanto más estrecha sea la banda de frecuencias alrededor del valor sintonizado que deja pasar un circuito LC ó RLC. En este caso, el Q del circuito es elevado, o sea, la alternativa a.

Pregunta 3

¿De qué modo podemos reducir el factor Q de un circuito sintonizado LC?

a) Aumentando el número de espiras de la bobina.
b) Disminuyendo la capacidad de C.
c) Conectanto en serie con el circuito un resistor.
d) Conectando en paralelo un resistor.

Respuesta

De hecho, para reducir el Q de un circuito sintonizado, lo que hacemos es conectar en paralelo un resistor. Este recurso se usa en los circuitos de FI de televisores justamente con la finalidad de dejar pasar una banda más ancha de frecuencias que correspondan a los valores de separación de FI de sonido y de imagen. La respuesta correcta es la de la letra d.

Nuetralización y ajustes

Los circuitos amplificadores sintonizados que presenten una ganancia muy alta están sujetos a un problema: pueden oscilar. De hecho, si la señal obtenida en su salida fuera aplicada de vuelta a la entrada, por cualquier motivo, la misma puede ser responsble de una realimentación que lleva al circuito a la oscilación, como muestra la figura 6.

Las válvulas triodo y transistores, tanto NPN como PNP, presentan una capacidad relativamente alta entre la base y el colector, y esto puede ser suficiente para provocar la realimentación de señal en cada etapa, y de allí puede aparecer la oscilación.

Para evitar este problema, eliminando la realimentación, se utiliza un proceso denominado neutralización, que consiste en tomar parte de la señal de salida y aplicarla de vuelta a la entrada, pero con fase opuesta a la que sería necesaria para la realimentación de modo de cancelarla.

En la figura 7 tenemos un circuito de neutralización típico, en que se usa un capacitor de pequeño valor para retirar parte de la señal del secundario de un transformador de FI y reaplicarlo en la base del transistor de la etapa anterior.

Existen otros tipos de circuitos de neutralización pero siempre se basan en el mismo principio: tomar parte de la señal amplificada y reaplicarla de vuelta en la etapa.

Para obtener una buena imagen en un televisor es muy importante que las etapas de FI dejen pasar las señales de todas las frecuencias que corresponden a la banda, sin atenuar o amplificar en exceso ninguna.

Si alguna frecuencia resultara atenuada, la imagen podrá resultar afectada y, del mismo modo, si la frecuencia específica de la señal de color fuera influenciada, la misma puede también ser alterada, con la reducción de su intensidad o incluso su falta.

En los televisores comunes, mientras tanto, difícilmente ocurren defectos de imagen por problemas de desajuste en las etapas de FI, ya sea debido al cambio de componentes, o bien al cambio de elementos del selector o de circuitos próximos.

Si ocurre algún problema, se debe antes a componentes de estas etapas en funcionamiento anormal, tales como capacitores abiertos, transistores abiertos, resistores alterados, etc.

Cuestionario II

Pregunta 1

¿Qué es neutralización?

a) Un proceso de ajuste de las etapas de FI de televisores
b) Un proceso para separar la FI del sonido de la FI de imagen.
c) Un proceso para evitar oscilaciones.
d) Un proceso para reducir el Q de los circuitos sintonizados.

Respuesta

Aplicando de vuelta, con la fase invertida, una señal amplificada en una etapa de FI, evi-

tamos que la misma oscile. Este proceso, denominado neutralización, es usado en los receptores de TV para evitar que estas oscilaciones perjudiquen la imagen. La respuesta correcta es por lo tanto la alternativa c. No confunda la neutralización con la amortiguación, que ya vimos en el punto anterior.

Pregunta 2

¿Cuáles son los tipos de componentes que manifiestan problemas de realimentación y que necesitan ser neutralizados?

a) Válvulas diodo.
b) Válvulas triodo y transistores.
c) Diodos.
d) Transformadores de FI.

Respuesta

Válvulas y transistores pueden presentar una elevada capacidad entre el elemento de entrada y salida de la señal, en el caso del transistor entre el colector y la base, lo que exige la neutralización. En las válvulas pentodo este problema casi no se manifiesta, siendo innecesaria la neutralización. La respuesta correcta corresponde a la alternativa b.

Pregunta 3

¿Por qué motivo no son críticos los ajustes de una etapa de FI?

a) Por el hecho de que la misma trabaja con una frecuencia baja.
b) Por el hecho de que la misma opera en una banda ancha de frecuencias.
c) Por haber neutralización de las etapas.
d) Por la baja ganancia de amplificación.

Respuesta

Realmente, los circuitos son sintonizados en una frecuencia elevada, como vimos, pero poseen Q bajo, lo que los vuelve menos críticos en lo que respecta al ajuste, que no escapa con facilidad, ni siquiera cuando se cambian los componentes. La respuesta b es la correcta. ✪

CONSULTAS TECNICAS SOLO POR CORREO

Estimados amigos lectores:

Debido a la cantidad de llamadas telefónicas de todo el país por consultas técnicas para solucionar problemas en circuitos, como así también la presencia de personas que vienen a hacer averiguaciones técnicas por artículos publicados en SABER ELECTRONICA mucho les agradeceremos que en lo sucesivo nos hagan el favor de escribir dando los detalles necesarios, si fuera posible, dibujar un esquema en los que figuren los componentes utilizados a fin de que sea estudiado por nuestro personal técnico, que se ocupará de buscar la solución apropiada para cada caso contestándola en esta sección. NO RESPONDEMOS CONSULTAS TECNICAS POR TELEFONO

AGRADECEMOS A LOS LECTORES:

JORGE RODRIGUEZ (MENDOZA)
CARLOS R. CAMACHO (BECCAR, PCIA. DE BS. AS.)
MARCELO MACHIAVELLO (BS. AS.)
PABLO I. CAPUTO (OLAVARRIA PCIA. DE BS. AS.)

Por los circuitos y sugerencias que nos enviaron, los cuales serán publicados próximamente tal como anunciamos al pie de esta página.

SR. CARLOS BISHOP BUENOS AIRES

Le aclaramos que es posible controlar cargas resistivas con el circuito sugerido por Telefunken con el U208B; si no consigue el correcto disparo quizá deba disminuir el resistor de compuerta del tiristor. Por lo demás, sus sugerencias deben ser sometidas a pruebas y por el momento no las podemos efectuar.

SR. ESTEBAN CABEZUDO URUGUAY

No es muy específico en la literatura que necesita, ya que conversores analógicos-digitales o digitales-analógicos existen de muchas características (entre ellas distintas frecuencias). Por ejemplo el 76171 es un conversor A/D de 8bits para niveles de referencia pre-seteables con tensiones de alimentación de 18V y llega a trabajar con frecuencias de hasta 10MHz.

Lamentamos mucho no poder darle mas datos, ya que sobre el tema hay mucho para hablar y se necesita algo más específico. La recomendación es que en negocios de su zona consulte manuales apropiados de National o Telefunken para conseguir lo que busca.

SR. ALBERTO F. KORDEK (V. MARIA) CORDOBA

El título correcto del texto que ud. solicita es: Electrónica Integrada de J. Millman y A. Halkias de editorial Mac Gran Hilms (EE.UU.) y lo puede conseguir en cualquier librería técnica.

Con respecto a su inquietud sobre controles de motores de corriente contínua, nos es grato informarle que en el número próximo iniciaremos una sección llamada "Tecnología Industrial" donde, en algunas de las entregas, seguramente encontrará respuesta a su pedido.

SR. SILVANO J. LONDERO

La respuesta que voy a darle será para usted todo un desafío, el cual, si le resulta difícil, trataré de explicárselo luego en forma más concreta.

Cuando publicamos el proyecto de una emisora de FM dimos el funcionamiento etapa por etapa, por lo tanto, si cambia la polarización del varicap y quita una vuelta a las bobinas que ajustan la frecuencia de trabajo de los amplificadores de RF seguramente podrá ajustar el equipo a frecuencias más altas en torno de los 144MHz.

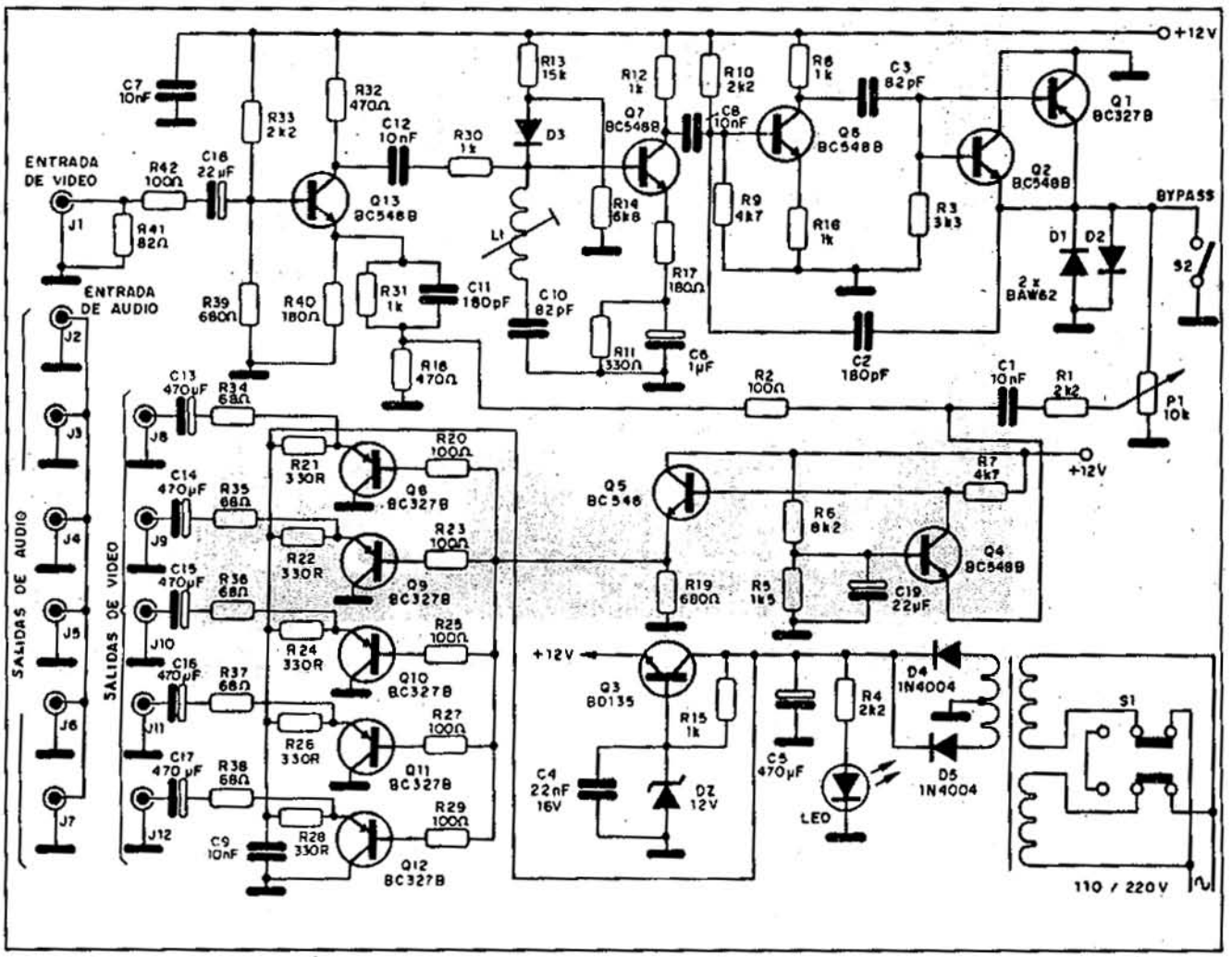
Realice las pruebas que ansioso espero sus comentarios, ya que los semiconductores fácilmente pueden operar en estas frecuencias.

PROYECTOS DE LECTORES

MUY PRONTO COMENZAREMOS A PUBLICAR LOS INTERESANTES TRABAJOS DE NUESTROS LECTORES.
NO SE PIERDA LA OPORTUNIDAD DE DIFUNDIR SUS CONOCIMIENTOS.
ENVIENOS SU PROYECTO. LO ESPERAMOS

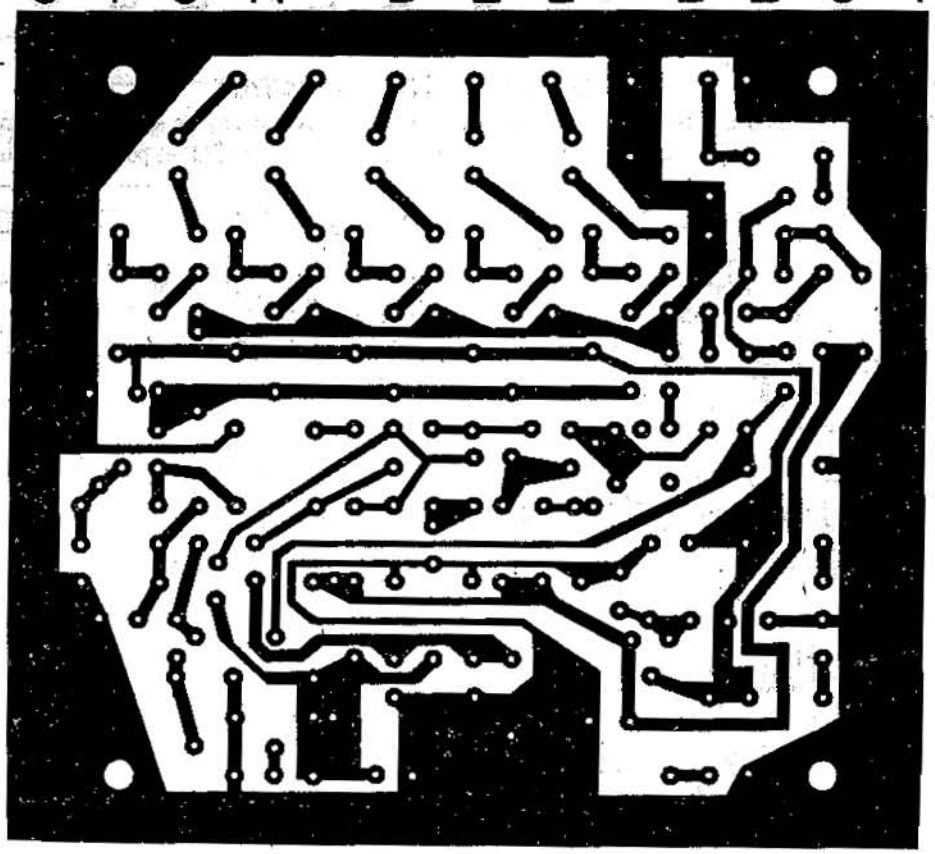
VIDEOCOP: FE DE ERRATAS

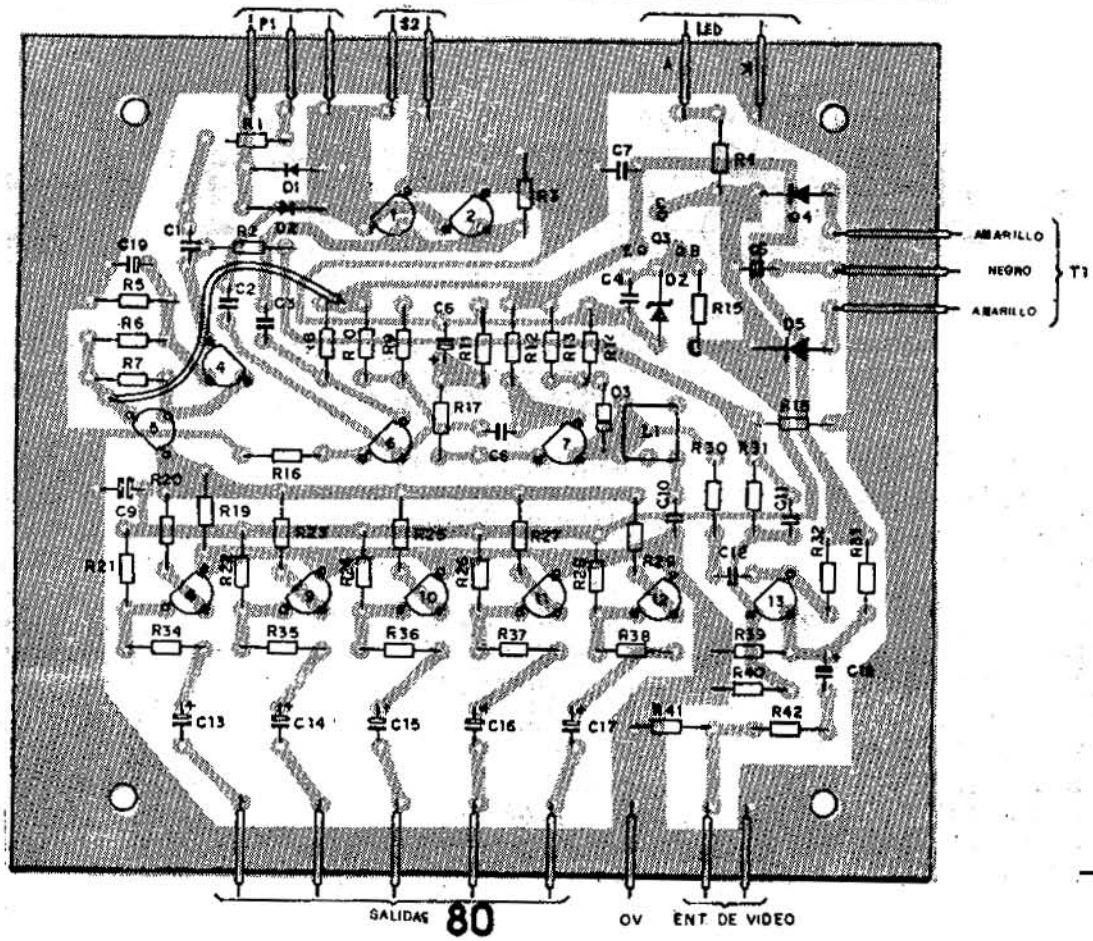
Pedimos disculpas por los errores que hubo en el proyecto de videocop. Nos rectificamos y les solicitamos que nos comprendan recordando aquello que dice: un error lo comete cualquiera, pero una disculpa la ofrecen pocos. Gracias por entendernos y apoyarnos.



LISTA DE MATERIALES

Q1,Q8,Q9,Q10,Q11,Q12 - BC327B
Q2,Q4,Q5,Q6,Q7,Q13 - BC548B
Q3 - BD135
Dz - BZX79C12V
D1,D2,D3 - 1N4148B/BAW62
D4,D5 - 1N4004
L1 - BOBINA DE AJUSTE
C1,C8,C9,C12,C7 - 10nF ceramico
C2,C11 - 180pF NPO
C3,C10 - 82pF NPO
C4,C18,C19 - 22µF x 16V
C5 - 470µF x 25V
C6 - 1µF x 50V
C13,C14,C15,C16,C17 - 470µF x 16V
R1,R4,R10,R33 - 2k2
R2,R20,R23,R25,R27,R29,R42 - 100Ω
R3 - 3k3
R5 - 1k5
R6 - 8k2
R7,R9 - 4k7
R8,R12,R15,R16,R30,R31 - 1k
R11,R21,R22,R24,R26,R28 - 330Ω
R13 - 15k
R14 - 6k8
R17,R40 - 180Ω
R19,R39 - 680Ω
R34,R35,R36,R37,R38 - 68Ω
R41 - 82Ω
R32,R18 - 470Ω
TODAS LAS RESISTENCIAS SON DE 1/4W.
EL CAPACITOR C9 DEBE SER MONTADO POR DEBAJO DE LA PLACA DE CIRCUITO IMPRESO YA QUE DE ESTA MANERA SE LOGRAN NOTABLES REDUCCIONES DE RUIDO.
EL DIODO D3 PREVIENE REFLEXIONES DE VIDEO (FANTASMAS), ADEMAS DE FACILITAR EL AJUSTE DE L1.




P1
S2
LED
A
K
AMARILLO
NEGRO
AMARILLO
T1
SALIDAS
OV
ENT. DE VIDEO